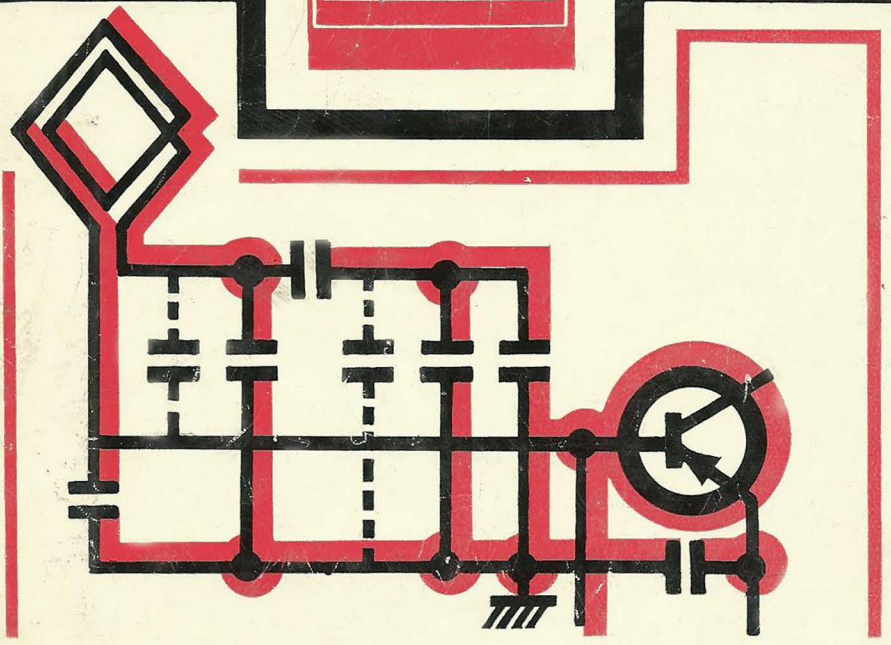
Proiectarea radioreceptoarelor. Îndreptar

SERIA PRACTICĂ



SERIA PRACTICĂ

SERIA „PRACTICĂ“ (Automatică, Electronică, Conducerea producției)

Au apărut

E. Samal — **Tehnica reglării. Manual practic**
S. Bajureanu, A. Bălăcescu, M. Epure, I. Burlacu — **Elemente și sisteme automate pneumatice**
I. Flores — **Practica programării calculatoarelor**
F. G. Shinskey — **Practica sistemelor de reglare automată**
E. J. McCharty ș.a. — **Sisteme integrate de prelucrare a datelor în conducerea activității economice**
M. Dumitrescu, P. Isac, P. Turcu, M. Ene (coordonatori) — **Organizarea conducerii producției și muncii**
C. Simbotin și *Cl. Tanasiciuc* — **Comutația statică în automatică**
M. K. Starr — **Conducerea producției. Sisteme și sinteze**
V. Crăciunoiu ș.a. **Elemente de execuție**
A. Vlădescu ș.a. — **Radioreceptoare**
M. Mayer — **Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată**
G. Möltgen — **Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea**
L. Zamfirescu și *I. Oprescu* — **Automatizarea cuptoarelor industriale.**
I. Papadache — **Automatica aplicată**, ediția I-a și a II-a
Șt. Alexandru — **Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului**
G. Raymond — **Tehnica televiziunii în culori**
T. Homoș — **Capacitatea de producție în construcția de mașini.**
Radu S. și *Filoti D.* — **Sisteme moderne de comutație în centralele telefonice automate**

Ciclul „Măsurarea parametrilor“

P. Vezeanu, St. Pătrașcu — **Măsurarea temperaturii în tehnică**
T. Penescu, V. Petrescu — **Măsurarea presiunii în tehnică.**
P. Popescu, P. Mihordea — **Măsurarea debitului în tehnică.**

Ciclul „Studiul muncii“

C. Hidoș, P. Isac (coordonatori) — **Studiul muncii** vol. I (**Probleme generale**), vol. II (**Studiul metodelor**), vol. III (**Măsurarea muncii**), vol. IV (**Normele de muncă**), vol. V (**Normativele de muncă**), vol. VI (**Sistemele normative de timp pe mișcări**), vol. VII (**Organizarea și normarea muncii personalului tehnic, economic, de altă specialitate și administrativ**), vol. VIII (**Studiul organizării locului de muncă și elemente de ergonomie**)

În pregătire

M. Popovici și *V. Antonescu* — **Ghid pentru controlul statistic al calității produselor**
P. Vezeanu — **Măsurarea nivelului în tehnică**
Sonea, Silețchi — **Creșterea planificată a productivității muncii**
Magnus Radke — **222 măsuri pentru reducerea costurilor**
Lisicikin I. — **Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei**
Jones J. — **Metodele creației industriale**
K. Ishikawa — **Controlul de calitate pentru maiștri și șefi de secție**
D. P. Brilliantov — **Calculul și construcția televizoarelor portabile cu tranzistoare**

Arhiva digitala SaDAng

Proiectarea radioreceptoarelor îndreptar

Traducere selectivă din limba rusă după lucrările:

D. N. Șapiro — **Calculul etajelor radioreceptoarelor cu tranzistoare**

R. A. Valitova și A. A. Kulicovschi — **Scheme de radioreceptoare cu tranzistoare Proiectare și calcul**

Cu completări pentru ediția română de:

conf. ing. **Andrei Vlădescu**

conf. ing. **Gheorghe Rogobete**

Dr. ing. **Marcel Dolinescu**

Editura tehnică
București — 1973

Lucrarea este alcătuită prin traducere selectivă din:

Д.Н. Шапиро. **Расчет каскадов транзисторых радиоприемников.** Изд. „Энергия", 1968.

Р.А. Валитова, А.А. Куликовский. **Радкоприемные схемы на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет.** Изд. „Советское радио", 1968.

Capitolul 7 (**Amplificatoare de audiofrecvență**) a fost elaborat de ing. *Andrei Vlădescu*; paragraful 8.2 (**Reglaje automate de frecvență**) a fost elaborat de ing. *Gheorghe Rogobete*; cap. 11 a fost elaborat de dr. ing. *Dolinescu Marcel.*

Traducerea cu drept de autor:

— conf. ing. ANDREI VLĂDESCU,
— conf. ing. GHEORGHE ROGOBETE

Redactor: ing. MARIA BELURI
Tehnoredactor: MARIA IONESCU

Bun de tipar 26.03 1973 Coli de tipar 31,50
Tiraj: 6000 + 140 exempl-legate C.Z. 621.396.001.12

Tiparul executat sub comanda 1/686 la Întreprinderea Poligrafică „13 Decembrie 1918", str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97. București Republica Socialistă România

Arhiva digitala SaDAng

Prefață la ediția română

În cadrul diversificării și intensificării producției radioelectronice, un volum deosebit de mare îl ocupă radioreceptoarele a căror utilizare în practică este foarte largă (recepția emisiunilor de radiodifuziune, recepția sunetului asociat programului de televiziune, recepția în centrele de radiorecepție ale MPTT și ale agențiilor de presă ș.a.).

Avînd în vedere numărul mare al celor care se ocupă cu proiectarea, construirea, exploatarea, întreținerea și repararea radioreceptoarelor, Editura tehnică a inițiat în ultimii ani apariția mai multor lucrări și cicluri de lucrări care se referă la cunoașterea, funcționarea și construcția receptoarelor.

În acest cadru general, lucrarea de față prezintă metodele de bază de proiectare a radioreceptoarelor. Lucrarea se referă în principal la proiectarea receptoarelor de radiodifuziune (pentru gamele de unde lungi, medii, scurte și ultrascurte — metrice) și a blocului din televizoare destinat recepției sunetului asociat programului de televiziune.

Avîndu-se în vedere faptul că ultima perioadă de timp este caracterizată prin tranzistorizarea aproape totală a receptoarelor, lucrarea se referă numai la receptoarele cu tranzistoare. Înlocuirea tuburilor electronice prin dispozitive semiconductoare a pus o serie de probleme cu totul noi, atît în legătură cu fundamentarea teoretică cît și în legătură cu metodele de proiectare și de realizare practică a receptoarelor, datorită:

— reacției interne de la ieșire la intrarea tranzistorului prin admitanța de transfer invers;

— impedanțelor (în special cele de intrare) tranzistoarelor care sînt mult mai mici decît ale tuburilor (în special pentode);

— tratării tranzistoarelor prin parametri și scheme cuadripolare, ș.a.

În lucrarea de față se ține seama de aceste particularități specifice receptoarelor cu tranzistoare; se prezintă proiectarea etajelor, a blocurilor funcționale, precum și a receptoarelor în ansamblu privite ca un tot; se ține seama de interacțiunile care au loc între etajele și blocurile funcționale din receptoare.

În cap. 1 se tratează calculul schemei-bloc a radioreceptoarelor.

În cap. 2—7 se prezintă proiectarea etajelor componente ale radioreceptoarelor în ordinea: de la intrare (de la antenă) spre ieșire.

În cap. 8 se prezintă proiectarea reglajelor automate din receptoare.

În cap. 9—11 se prezintă problemele de proiectare care se referă la receptorul în ansamblu: alimentare, performanțe globale, fiabilitate ș.a.

În general, la fiecare capitol în parte se dau mai întîi scurte indicații teoretice asupra părții care se proiectează și asupra indicilor calitativi care trebuie să stea la baza proiectării; apoi se prezintă indicațiile de proiectare: relații de proiectare, ordinea de proiectare, criterii, ordine de mărime ș.a.; în încheiere se prezintă unul sau mai multe exemple numerice de proiectare.

Lucrarea este de nivel superior și se adresează în principal inginerilor proiectanți și studenților din anii superiori ai facultăților de specialitate; prin modul cum este întocmită ea poate fi utilă de asemenea tuturor inginerilor de specialitate precum și tehnicienilor cu o pregătire mai ridicată.

EDITURA TEHNICĂ

Arhiva digitala SaDAng

Cuprins

Capitolul 1. **Calculul schemei bloc a radioreceptoarelor** *(A.A. Kulicovsehi* şi *R.A Valitova)*

1.1. Date iniţiale necesare pentru calculul schemei-bloc a radioreceptoarelor 13
1.1.1. Caracteristicile semnalelor, perturbaţiilor, antenelor şi dispozitivelor finale..... 13
1.2. Caracteristicile electrice de bază ale radioreceptoarelor.... 14
1.3. Cerinţe constructive şi de exploatare..... 16
1.4. Alegerea şi calculul preliminar al schemei bloc a părţii de înaltă frecvenţă a receptorului..... 17
1.4.1. Alegerea schemei-bloc a receptorului..... 17
1.4.2. Calculul benzii de trecere şi stabilirea utilităţii folosirii sistemului de RAF..... 19
1.4.3. Alegerea frecvenţei intermediare, a schemei-bloc şi a sistemelor rezonante din blocul de înaltă frecvenţă al receptorului 22
1.4.4. Alegerea schemei demodulatorului de semnale modulate în amplitudine şi determinarea influenţei sale asupra raportului semnal/zgomot..... 28
1.4.5. Calculul amplificărilor necesare ale blocurilor de înaltă frecvenţă şi de joasă frecvenţă..... 29
1.4.6. Particularităţile calculului schemelor-bloc la receptoarele care lucrează pe unde lungi şi medii..... 36
1.5. Particularităţile calculului schemei-bloc a receptoarelor pentru semnale cu modulaţie de frecvenţă..... 41

Capitolul 2. **Calculul circuitului de intrare** *(D.N. Şapiro)* 43

2.1. Generalităţi 43
2.1.1. Condiţii impuse 43
2.1.2. Asigurarea acoperirii necesare în frecvenţă..... 44
2.1.3. Asigurarea uniformităţii scării de acord..... 46
2.1.4. Coeficientul de zgomot al circuitului de intrare împreună cu primul tranzistor..... 48
2.1.5. Coeficientul de transfer al circuitului de intrare.... 53
2.1.6. Formulele pentru calculul atenuării canalelor suplimentare de recepţie 59
2.1.7. Micşorarea influenţei rezonanţei suplimentare a circuitului de intrare 61
2.1.8. Banda de trecere a circuitului de intrare..... 63
2.1.9. Reducerea influenţei variaţiilor parametrilor antenei asupra acordului circuitului de intrare..... 66
2.1.10. Reducerea influenţei variaţiei conductanţei de intrare a tranzistorului asupra acordului şi benzii de trecere a circuitului de intrare..... 67

2.1.11. Date inițiale și ordinea generală de calcul a circuitului de intrare 68
2.2. Calculul circuitului de intrare pentru lucrul cu antenă exterioară în gamele de UL și UM 69
2.2.1. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cu cuplaj capacitiv exterior cu antena 69
2.2.2. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul 77
2.2.3. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin autotransformator cu antena baston și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul 81
2.2.4. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și cu tranzistorul 85
2.2.5. Circuitul de intrare cu două circuite acordate 93
2.2.6. Filtrul de rejecție pentru frecvența intermediară .. 102
2.3. Calculul circuitului de intrare cu antenă de ferită pe UL și UM 106
2.3.1. Calculul antenei de ferită 106
2.3.2. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin cuplaj capacitiv interior 113
2.3.3. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin transformator 116
2.3.4. Circuitul de intrare cu antenă de ferită și cu două circuite acordate 118
2.4. Considerații în legătură cu proiectarea circuitelor de intrare destinate să lucreze atît cu antenă de ferită, cît și cu antenă exterioară 122
2.5. Calculul circuitelor de intrare în gamele de US și UUS .. 125
2.5.1. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin cuplaj capacitiv exterior 126
2.5.2. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin transformator 133
2.5.3. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cu antenă magnetică 136
2.5.4. Circuitul de intrare de bandă largă pentru UUS cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena acordată prin transformator 138

Capitolul 3. **Calculul amplificatorului de radiofrecvență** *(D.N. Șapiro)* 145

3.1. Generalități 145
3.1.1. Condiții impuse 145
3.1.2. Coeficientul de amplificare al amplificatorului rezonant 146
3.1.3. Coeficientul de amplificare al amplificatorului aperiodic 149
3.1.4. Atenuarea relativă a canalelor suplimentare de recepție în amplificatorul rezonant 150
3.1.5. Stabilitatea amplificatorului rezonant 152
3.1.6. Distorsiunile neliniare în amplificatorul de radiofrecvență 155
3.1.7. Date inițiale și ordinea generală de calcul la ARF rezonant 157

Arhiva digitala SaDAng

3.2. Calculul unor amplificatoare de radiofrecvență 158
3.2.1. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin autotransformator cu tranzistorul respectiv și prin transformator cu tranzistorul din etajul următor 158
3.2.2. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul amplificator și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul din etajul următor 166
3.2.3. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul amplificator și prin cuplaj combinat cu tranzistorul din etajul următor 174
3.2.4. Amplificator aperiodic cu rezistență 178
3.2.5. Amplificator rezonant pentru gama UUS 181

Capitolul 4. **Calculul etajelor schimbătoare de frecvență** *(D. N. Șapiro)* 188

4.1. Generalități 188
4.2. Calculul alinierii acordului oscilatorului și preselectorului 189
4.3. Precizări în legătură cu abaterile capacităților condensatoarelor în cazul alinierii exacte în trei puncte 206
4.4. Precizarea variațiilor admise ale parametrilor elementelor de aliniere din circuitele acordate 212
4.5. Calculul oscilatorului și al oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant, pentru gamele UL, UM și US 214
4.6. Calculul oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant în gama UUS 223
4.7. Considerații generale asupra proiectării etajului de amestec 226
4.8. Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate cuplate mutual, pentru $p_2 = 1$ 230
4.9. Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate cuplate mutual, pentru $p_2 < 1$ 238

Capitolul 5. **Calculul amplificatorului de frecvență intermediară** *(A.A. Kulicovschi și R.A.Valitova)* 241

5.1. Generalități 241
5.1.1. Principalii indici de calitate ai AFI și cerințele impuse lor 241
5.1.2. Clasificarea și schemele de bază ale AFI 242
5.1.3. Alegerea tipurilor de tranzistoare pentru AFI 251
5.1.4. Influența reacțiilor parazite în AFI 254
5.2. Amplificatoare de frecvență intermediară de tip combinat 259
5.2.1. Observații preliminare 259
5.2.2. Relațiile de calcul principale ale AFI cu un singur circuit 260
5.2.3. Relațiile de calcul principale ale AFI cu două circuite 272
5.2.4. Relațiile de calcul principale ale AFI cu etaje cu un singur circuit și cu două circuite 282
5.2.5. Metodica calculului ingineresc al AFI de tip combinat 287
5.3. Amplificatoare de frecvență intermediară cu filtre cu mai multe celule cu selectivitate concentrată 306

Capitolul 6. **Calculul demodulatoarelor** *(A.A. Kulicovschi* şi *R.A. Valitova)* 311

6.1. Calculul demodulatoarelor de amplitudine 311
6.1.1. Generalităţi 311
6.1.2. Demodulatoare cu diode 312
6.1.3. Demodulatoare cu tranzistoare 318
6.1.4. Demodulatoare sincrone 323
6.2. Calculul demodulatoarelor de semnale modulate în frecvenţă şi în fază 325
6.2.1. Generalităţi 325
6.2.2. Discriminatoare de frecvenţă cu două circuite cuplate 326
6.2.3. Detectorul de raport 331
6.2.4. Discriminatoare de fază 338
6.2.5. Limitatorul de amplitudine *(D. N. Şapiro)* 341

Capitolul 7. **Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă** *(A. Vlădescu)* 348

7.1. Generalităţi 348
7.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mic 349
7.2.1. Indici principali şi date iniţiale pentru calculul AAF de semnal mic 349
7.2.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mic cu cuplaj prin rezistenţă-capacitate 350
7.2.3. Calculul amplificatorului prefinal cuplat direct cu etajul final 356
7.2.4. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mic cu cuplaj prin transformator 358
7.2.5. Calculul amplificatorului prefinal cu sarcina distribuită în colector şi în emitor 365
7.2.6. Calculul amplificatorului în conexiune cu colector comun (repetor pe emitor) în schemă simplă şi în schemă bootstrap 367
7.3. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mare 369
7.3.1. Indicii principali şi date iniţiale pentru calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mare 369
7.3.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mare în clasă A, cu un tranzistor 370
7.3.3. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă de semnal mare în contratimp clasă B cu transformator de ieşire 380
7.3.4. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă clasă B cvasicomplementar 390
7.3.5. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă clasă B cu simetrie complementară 394

Capitolul 8. **Calculul dispozitivelor de reglaj automat** 399

8.1. Reglajul automat al amplificării *(A.A. Kulicovschi* şi *R.A. Valitova)* 399
8.1.1. Generalităţi 399
8.1.2. Scheme de reglare a regimului de funcţionare 400
8.1.3. Reglarea caracteristicilor etajelor 404
8.1.4. Influenţa reglării asupra indicilor de calitate ai etajelor 412
8.1.5. Funcţionarea dispozitivului RAA închis 418
8.1.6. Privire generală asupra metodelor de RAA care nu acţionează prin variaţia regimului de funcţionare în curent continuu 425

Arhiva digitala SaDAng

8.2. Reglajul automat al frecvenței *(Gh. Rogobete)* 430
8.2.1. Generalități 430
8.2.2. Calculul schemei de comandă a frecvenței 434
8.2.3. Calculul sistemului RAF simplu 437
8.2.4. Calculul sistemului RAΦ 440
8.2.5. Calculul schemelor cu varicapuri 443

Capitolul 9. **Calculul circuitelor de alimentare** *(D. N. Șapiro)* 449

9.1. Generalități 449
9.2. Calculul elementelor din cireuitele de alimentare a etajelor din blocul de IF, necuprinse în dispozitivul de RAA, în cazul sistemului de alimentare unipolar 454
9.3. Calculul schemei de stabilizare a f.e.m. E'_b 460
9.4. Calculul schemei de stabilizare a f.e.m. E'_b și E'_c 464
9.5. Alegerea parametrilor filtrelor din circuitele de alimentare 466

Capitolul 10. **Calculul caracteristicilor globale ale receptorului** *(A. A. Kulicovschi* și *R.A. Valitova)* 471

10.1. Calculul curbei de rezonanță a receptorului și a selectivității față de canalelele alăturate și imagine 471
10.2. Calculul nivelului zgomotelor proprii și sensibilității receptorului 473
10.3. Calculul caracteristicii de fidelitate 475
10.4. Calculul caracteristicii de amplitudine pentru aprecierea funcționării dispozitivului RAA 475
10.5. Calculul erorii de monoreglaj 476
10.6. Calculul curbei erorii de monoreglaj 480
10.7. Calculul timpului procesului tranzitoriu 482
10.8. Calculul timpului de întîrziere de grup 483
10.9. Calculul puterii consumate 483

Capitolul 11. **Calculul fiabilității receptoarelor** *(M. Dolinecu)* 485

11.1. Generalități 485
11.1.1. Definiții, termeni 485
11.1.2. Îmbunătățirea produsului 485
11.1.3. Serviciu, capabilitate 487
11.2. Parametrii fiabilității 487
11.2.1. Durata medie de funcționare fără defecțiuni 487
11.2.2. Probabilitatea de bună funcționare într-un interval de timp dat 490
11.3. Asocierea componentelor 491
11.3.1. Asocierea în serie 492
11.3.2. Asocierea în paralel 492
11.3.3. Asocierea în serie-paralel 493
11.4. Determinarea prin calcul a fiabilității componentelor radioreceptorului 493
11.4.1. Ipoteze de calcul 493
11.4.2. Etape de calcul 493
11.5. Verificarea fiabilității produsului proiectat 499

Bibliografie 500

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 1

Calculul schemei-bloc a radioreceptoarelor

1.1. Date inițiale necesare pentru calculul schemei-bloc a radioreceptoarelor

1.1.1. Caracteristicile semnalelor, perturbațiilor, antenelor și dispozitivelor finale

Pentru alegerea schemei-bloc a blocului de înaltă frecvență a receptorului sînt necesare următoarele date inițiale:

1. Gama frecvențelor purtătoare de semnale recepționate $f_{s\,min} - f_{s\,max}$. Dacă în gamă există unul sau mai multe domenii de frecvență neutilizate, atunci este necesar să se stabilească limitele acestora.

2. Caracterul modulației semnalelor recepționate și parametrii săi.

3. Intensitatea maximă și minimă E_A (sau densitatea fluxului de energie) a cîmpului electromagnetic al semnalului la locul unde se găsește antena de recepție.

4. Instabilitatea relativă a frecvenței purtătoare a semnalului δ_s.

5. Dependența de frecvență în toată gama frecvențelor de lucru a componentelor activă R_A și reactivă X_A ale impedanței antenei de recepție, precum și a înălțimii eficace h_e (sau a suprafeței eficace S_A) a acesteia.

6. Intensitatea E_p (sau densitatea fluxului de energie) a cîmpului perturbațiilor active la locul de dispunere a antenei de recepție și temperatura eficace de zgomot a acesteia T_A.

7. Caracterul semnalului de ieșire (tensiune de joasă frecvență cu o lărgime dată a spectrului, tensiune în impulsuri cu formă dată a impulsurilor, tensiune sinusoidală cu frecvență fixă sau variabilă etc.).

8. Puterea semnalului de ieșire $P_{ieș}$ (sau tensiunea sa, sau curentul); mărimea și caracterul impedanței de sarcină Z_s precum și gama de variații posibile ale acesteia.

9. Raportul semnal/perturbații * la ieșirea receptorului, pentru care recepția este totuși sigură (cu o probabilitate dată).

---

*) În circuitele de joasă frecvență din multe receptoare moderne se execută o prelucrare specială a semnalului în scopul măririi sensibilității și protecției la perturbații a radioreceptorului. La

1.2. Caracteristicile electrice de bază ale radioreceptoarelor

În afară de caracteristicile prezentate mai sus, care se referă la semnalele recepționate, la perturbații, la antene și la dispozitivul final (toate acestea fiind exterioare receptorului), pentru proiectarea unui radioreceptor mai trebuie impuse o serie de caracteristici ale acestuia, care, în mod obișnuit, sînt reprezentate prin următorii indici, proprii receptorului:

1. **Gama frecvențelor de lucru** ale receptorului, care trebuie să corespundă cu gama frecvențelor purtătoare ale semnalelor ce trebuie recepționate.

2. **Sensibilitatea** receptorului este dată, de obicei, de tensiunea electromotoare minimă $E_{A\,min}$ (sau puterea instalată** $P_{AI} = E_{A\,min}/4R_A$) a semnalului pentru care la ieșirea receptorului se crează o putere dată cu un raport (în puteri) $\nu_{ieș}$ între semnalul util pe de o parte și zgomotele proprii receptorului și perturbații pe de altă parte, de mărime dată.

În gamele undelor lungi, medii, scurte și metrice sensibilitatea este caracterizată de obicei de mărimea tensiunii electromotoare din antena de recepție, iar în gamele de unde decimetrice, centimetrice și milimetrice — de mărimea puterii instalate.

3. **Banda de trecere** a blocului de înaltă frecvență (pînă la demodulator) constituie un indice important al receptorului și se determină așa cum se va arăta în continuare.

4. **Cerințele în ceea ce privește selectivitatea** sînt date, de obicei, fie prin indicarea coeficientului de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță pentru o atenuare relativă dată a perturbațiilor σ, fie prin indicarea atenuării relative a recepției pe frecvența canalului alăturat σ_a pentru un dezacord Δf_s dat. În cazul receptoarelor superheterodină se mai dau atenuările relative impuse pentru recepția perturbațiilor pe frecvența imagine σ_{im} și pe frecvența intermediară σ_i.

5. **Cerințele în ceea ce privește gama dinamică.** Gama dinamică a receptorului a reprezintă raportul dintre nivelul maxim al semnalului, pentru care distorsiunile de neliniaritate cresc pînă la limita maximă admisibilă și nivelul minim al semnalului, pentru care raportul semnal/perturbații se înrăutățește pînă la limita minimă admisibilă. Gama dinamică a receptorului trebuie să corespundă pe cît posibil, cu gama reală de variații a nivelelor semnalelor recepționate. Nu întotdeauna însă poate fi asigurată o gamă dinamică a receptorului atît de largă. De aceea, în proiectare, de multe ori trebuie să se asigure fie obținerea cel puțin a unei valori date a gamei dinamice a_{min}, fie să se obțină valoarea maximă posibilă a gamei dinamice a_{max}

---

alegerea și calculul schemei-bloc a părții de înaltă frecvență a receptorului este comod ca o astfel de instalație să fie transferată la dispozitivul final, luînd în considerație acțiunea sa prin reducerea necesară a raportului semnal/perturbații la ieșirea detectorului.

**) Puterea instalată este puterea maximă pe care antena o poate da într-o sarcină adaptată; această putere este egală cu produsul dintre suprafața efectivă a antenei, randamentul său și densitatea fluxului de putere a semnalului.

Arhiva digitala SaDAng

în condiția satisfacerii obligatorii a cerințelor legate de alte caracteristici ale receptorului.

Este posibilă lărgirea gamei dinamice a receptorului prin folosirea sistemelor de reglare automată a amplificării alegînd corect proprietățile dinamice ale acestora.

6. **Distorsiunile admisibile ale semnalului** sînt caracterizate de obicei de mărimi care se referă la fiecare fel de distorsiune în parte.

Prin *distorsiunile amplitudine-frecvență* se apreciază valorile admisibile ale coeficientului de neuniformitate al caracteristicii amplitudine-frecvență a receptorului în raport cu valoarea sa de la frecvența medie de modulație sau de la o frecvență dată: M_s — pentru frecvența maximă de modulație f_{max} și M_j — pentru frecvența minimă de modulație f_{min}.

Prin *distorsiunile fază-frecvență* se apreciază valorile $\Delta\varphi_{max}$; prin $\Delta\varphi_{max}$ se înțelege deviația maximă admisibilă a caracteristicii fază-frecvență la frecvențele f_{max} și f_{min} față de tangenta la caracteristică dusă în dreptul frecvenței medii de modulație.

Panta caracteristicii fază-frecvență depinde de timpul de trecere a semnalului prin receptor. Pentru unele tipuri de receptoare care lucrează cu semnale în impulsuri se stabilește instabilitatea maximă admisibilă a timpului de trecere a semnalului prin receptor Δt_{max}.

Prin *distorsiunile neliniare* (sau de neliniaritate) se apreciază de obicei valoarea maximă admisibilă a coeficientului de distorsiuni d.

De remarcat că unele din distorsiunile de semnal prezentate mai sus pot fi legate între ele (de exemplu distorsiunile amplitudine-frecvență și fază-frecvență sînt legate prin relațiile cunoscute din teoria circuitelor). Din această cauză, valorile impuse uneori arbitrar pentru distorsiunile de diferite tipuri nu pot fi întotdeauna îndeplinite simultan în proiectarea receptorului.

7. **Cerințele în ceea ce privește reglările.** Eficacitatea K_{RMV} a *reglării manuale a volumului* (*RMV*) arată de cîte ori poate acest reglaj să varieze mărimea coeficientului de amplificare a blocului de joasă frecvență a receptorului. Această eficacitate este exprimată, de obicei, în decibeli.

Reglajul manual al benzii de trecere (RMB) caracterizează, în funcție de acțiunea sa, valorile minimă B_{min} și maximă B_{max} ale benzii de trecere a blocului de înaltă frecvență, sau ale benzii de trecere a blocului de joasă frecvență.

Micșorarea benzii de trecere a receptorului permite reducerea acțiunii perturbațiilor în cazul recepției semnalelor slabe, dar cu prețul măririi distorsiunilor semnalelor. Cea mai eficace reglare a benzii de trecere se face în blocul de înaltă frecvență, deoarece permite reducerea acțiunii perturbațiilor asupra detectorului, însă rezolvarea tehnică a dispozitivelor de reglare a benzii de trecere în blocul de înaltă frecvență este mult mai complexă decît în blocul de joasă frecvență.

Calitatea *reglării automate a amplificării* (RAA) este caracterizată de mărimea variației admisibile a tensiunii de la ieșire:

$$p = \frac{U_{ieș\ max}}{U_{ieș\ min}}$$

1.2. Caracteristicile electrice de bază ale radioreceptoarelor

În afară de caracteristicile prezentate mai sus, care se referă la semnalele recepționate, la perturbații, la antene și la dispozitivul final (toate acestea fiind exterioare receptorului), pentru proiectarea unui radioreceptor mai trebuie impuse o serie de caracteristici ale acestuia, care, în mod obișnuit, sînt reprezentate prin următorii indici, proprii receptorului:

1. **Gama frecvențelor de lucru** ale receptorului, care trebuie să corespundă cu gama frecvențelor purtătoare ale semnalelor ce trebuie recepționate.

2. **Sensibilitatea** receptorului este dată, de obicei, de tensiunea electromotoare minimă $E_{A\,min}$ (sau puterea instalată** $P_{AI} = E_{A\,min}/4R_A$) a semnalului pentru care la ieșirea receptorului se crează o putere dată cu un raport (în puteri) $\nu_{ieș}$ între semnalul util pe de o parte și zgomotele proprii receptorului și perturbații pe de altă parte, de mărime dată.

În gamele undelor lungi, medii, scurte și metrice sensibilitatea este caracterizată de obicei de mărimea tensiunii electromotoare din antena de recepție, iar în gamele de unde decimetrice, centimetrice și milimetrice — de mărimea puterii instalate.

3. **Banda de trecere** a blocului de înaltă frecvență (pînă la demodulator) constituie un indice important al receptorului și se determină așa cum se va arăta în continuare.

4. **Cerințele în ceea ce privește selectivitatea** sînt date, de obicei, fie prin indicarea coeficientului de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță pentru o atenuare relativă dată a perturbațiilor σ, fie prin indicarea atenuării relative a recepției pe frecvența canalului alăturat σ_a pentru un dezacord Δf_s dat. În cazul receptoarelor superheterodină se mai dau atenuările relative impuse pentru recepția perturbațiilor pe frecvența imagine σ_{im} și pe frecvența intermediară σ_i.

5. **Cerințele în ceea ce privește gama dinamică.** Gama dinamică a receptorului a reprezintă raportul dintre nivelul maxim al semnalului, pentru care distorsiunile de neliniaritate cresc pînă la limita maximă admisibilă și nivelul minim al semnalului, pentru care raportul semnal/perturbații se înrăutățește pînă la limita minimă admisibilă. Gama dinamică a receptorului trebuie să corespundă pe cît posibil, cu gama reală de variații a nivelelor semnalelor recepționate. Nu întotdeauna însă poate fi asigurată o gamă dinamică a receptorului atît de largă. De aceea, în proiectare, de multe ori trebuie să se asigure fie obținerea cel puțin a unei valori date a gamei dinamice a_{min}, fie să se obțină valoarea maximă posibilă a gamei dinamice a_{max}

---

alegerea și calculul schemei-bloc a părții de înaltă frecvență a receptorului este comod ca o astfel de instalație să fie transferată la dispozitivul final, luînd în considerație acțiunea sa prin reducerea necesară a raportului semnal/perturbații la ieșirea detectorului.

**) Puterea instalată este puterea maximă pe care antena o poate da într-o sarcină adaptată; această putere este egală cu produsul dintre suprafața efectivă a antenei, randamentul său și densitatea fluxului de putere a semnalului.

Arhiva digitala SaDAng

în condiția satisfacerii obligatorii a cerințelor legate de alte caracteristici ale receptorului.

Este posibilă lărgirea gamei dinamice a receptorului prin folosirea sistemelor de reglare automată a amplificării alegînd corect proprietățile dinamice ale acestora.

6. **Distorsiunile admisibile ale semnalului** sînt caracterizate de obicei de mărimi care se referă la fiecare fel de distorsiune în parte.

Prin *distorsiunile amplitudine-frecvență* se apreciază valorile admisibile ale coeficientului de neuniformitate al caracteristicii amplitudine-frecvență a receptorului în raport cu valoarea sa de la frecvența medie de modulație sau de la o frecvență dată: M_s — pentru frecvența maximă de modulație f_{max} și M_j — pentru frecvența minimă de modulație f_{min}.

Prin *distorsiunile fază-frecvență* se apreciază valorile $\Delta\varphi_{max}$; prin $\Delta\varphi_{max}$ se înțelege deviația maximă admisibilă a caracteristicii fază-frecvență la frecvențele f_{max} și f_{min} față de tangenta la caracteristică dusă în dreptul frecvenței medii de modulație.

Panta caracteristicii fază-frecvență depinde de timpul de trecere a semnalului prin receptor. Pentru unele tipuri de receptoare care lucrează cu semnale în impulsuri se stabilește instabilitatea maximă admisibilă a timpului de trecere a semnalului prin receptor Δt_{max}.

Prin *distorsiunile neliniare* (sau de neliniaritate) se apreciază de obicei valoarea maximă admisibilă a coeficientului de distorsiuni d.

De remarcat că unele din distorsiunile de semnal prezentate mai sus pot fi legate între ele (de exemplu distorsiunile amplitudine-frecvență și fază-frecvență sînt legate prin relațiile cunoscute din teoria circuitelor). Din această cauză, valorile impuse uneori arbitrar pentru distorsiunile de diferite tipuri nu pot fi întotdeauna îndeplinite simultan în proiectarea receptorului.

7. **Cerințele în ceea ce privește reglările.** Eficacitatea K_{RMV} a *reglării manuale a volumului* (*RMV*) arată de cîte ori poate acest reglaj să varieze mărimea coeficientului de amplificare a blocului de joasă frecvență a receptorului. Această eficacitate este exprimată, de obicei, în decibeli.

Reglajul manual al benzii de trecere (RMB) caracterizează, în funcție de acțiunea sa, valorile minimă B_{min} și maximă B_{max} ale benzii de trecere a blocului de înaltă frecvență, sau ale benzii de trecere a blocului de joasă frecvență.

Micșorarea benzii de trecere a receptorului permite reducerea acțiunii perturbațiilor în cazul recepției semnalelor slabe, dar cu prețul măririi distorsiunilor semnalelor. Cea mai eficace reglare a benzii de trecere se face în blocul de înaltă frecvență, deoarece permite reducerea acțiunii perturbațiilor asupra detectorului, însă rezolvarea tehnică a dispozitivelor de reglare a benzii de trecere în blocul de înaltă frecvență este mult mai complexă decît în blocul de joasă frecvență.

Calitatea *reglării automate a amplificării* (RAA) este caracterizată de mărimea variației admisibile a tensiunii de la ieșire:

$$p = \frac{U_{ieș\ max}}{U_{ieș\ min}}$$

pentru o gamă dată de variație a amplitudinilor semnalelor de la intrare:

$$a = \frac{E_{A\,max}}{E_{A\,min}}.$$

8. **Alimentarea receptorului.** De obicei, în proiectarea receptorului se tinde să se îndeplinească toate cerințele legate de indicii săi de calitate în condițiile unei economii maxime în ceea ce privește alimentarea sa; după o astfel de proiectare se determină puterea consumată de receptor de la sursa de alimentare.

În cazul proiectării radioreceptoarelor cu surse de alimentare de putere limitată se impune, de multe ori, puterea maximă admisibilă de alimentare a receptorului; în acest caz, se poate întîmpla ca ea să nu permită îndeplinirea altor cerințe impuse receptorului, cerințe care vor trebui modificate în mod corespunzător.

1.3. Cerințe constructive și de exploatare

1. **Siguranța funcționării.** De obicei se formulează cerința ca timpul de funcționare fără defecțiuni să nu fie mai mic decît cel impus. Pentru îndeplinirea acestei cerințe trebuie alese pentru schema receptorului, cele mai sigure elemente, trebuie să se tindă către reducerea numărului acestor elemente în schemă, să se aleagă pe cît posibil regimuri ușoare de funcționare pentru cele mai importante elemente, în special pentru dispozitivele electronice. Dacă aceste măsuri nu permit atingerea siguranței necesare, atunci trebuie trecut la dublarea celor mai slabe elemente sau chiar a unor părți mai mari din receptor.

2. **Stabilitatea** funcționării radioreceptorului se apreciază prin capacitatea sa de a-și păstra caracteristicile electrice în limitele admisibile pentru cele mai defavorabile combinații posibile ale parametrilor mediului înconjurător (temperatură, presiune, umiditate) și sursei de alimentare. Se stabilesc intervalele admisibile de lucru de temperatură $T_{max} \dots T_{min}$, de presiune $p_{max} \dots p_{min}$ și de umiditate $V_{max} - V_{min}$ ale mediului înconjurător, precum și tensiunile maximă U_{max} și minimă U_{min} ale sursei de alimentare a receptorului. Alegerea diferitelor elemente ale schemei receptorului se face astfel încît fiecare dintre ele să poată funcționa cu siguranța necesară în întreaga gamă de parametri ai mediului înconjurător.

3. **Rezistența mecanică** caracterizează de obicei mărimea accelerației maxime pe care o poate suporta receptorul fără să-și înrăutățească funcționarea.

Stabilitatea la vibrații se determină verificînd ca diferitele părți componente ale montajului să nu intre în rezonanță într-o gamă dată de frecvențe ale vibrațiilor la care este supus receptorul în cadrul încercărilor. Această cerință influențează asupra alegerii dispozitivelor electronice a altor elemente ale schemei și asupra principiului de montare a receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

4. **Cerinţele legate de gabaritul şi greutatea receptorului** influenţează de asemenea asupra alegerii dispozitivelor electronice, a altor elemente ale schemei şi asupra principiului de montare.

5. **Cerinţele legate de preţul de cost** al radioreceptorului influenţează asupra alegerii dispozitivelor amplificatoare, a altor elemente ale schemei şi asupra principiului de montaj. Uneori se impune preţul de cost minim al receptorului şi costul exploatării sale într-un interval dat de utilizare. În acest caz, capătă importanţă mare realizarea constructivă a receptorului, care trebuie să asigure ieftinirea exploatării sale.

1.4. Alegerea şi calculul preliminar al schemei-bloc a părţii de înaltă frecvenţă a receptorului

1.4.1. Alegerea schemei-bloc a receptorului

Există patru tipuri principale de scheme-bloc de radioreceptoare: cu amplificare directă fără reacţie, cu amplificare directă cu reacţie, cu superreacţie şi superheterodină *. În funcţie de valorile realizabile ale sensibilităţii selectivităţii şi ale altor proprietăţi ale lor, aceste scheme bloc pot fi aproximativ caracterizate prin datele din tabelul 1.1. în care: Q_{eCI} — factorul de calitate echivalent (în sarcină) al circuitelor oscilante din circuitul de intrare şi din amplificatorul de înaltă frecvenţă (preselectorul); f_i — frecvenţa intermediară a receptorului superheterodină; Q_{eFI} — factorul de calitate echivalent (în sarcină) al circuitelor oscilante din blocul de frecvenţă intermediară **.

Sensibilităţile receptoarelor prezentate în tabelul 1.1. corespund benzii de trecere minime realizabilă pentru un factor de calitate al circuitelor de cel puţin 20 şi pentru $f_i < 0{,}1\, f_s$.

Folosirea receptorului cu amplificare directă fără reacţie are sens numai cînd sensibilitatea şi selectivitatea nu sînt mari. Dacă sînt necesare o înaltă sensibilitate şi o bună selectivitate trebuie aleasă o schemă de receptor superheterodină.

---

* În unele radioreceptoare portative şi de bord, pentru a se reduce dimensiunile, greutatea şi puterea surselor de alimentare, se foloseşte metoda „reflex" de realizare a schemelor bloc; în acest caz, unele dispozitive electronice (tranzistoare) efectuează în acelaşi timp două funcţiuni, pe frecvenţe diferite. Astfel, un acelaşi dispozitiv electronic (tranzistor) este folosit în etaje diferite de amplificare de înaltă şi de joasă frecvenţă. O astfel de soluţie necesită însă circuite de separare între etaje destul de complexe şi îngreunează reglările receptoarelor în procesul de fabricare. Principiul general de realizare a schemei-bloc a receptorului este şi în acest caz, în completă concordanţă cu una din cele patru tipuri de scheme-bloc enumerate mai înainte.

** Aici şi în continuare, prin factorul de calitate echivalent al circuitelor oscilante se înţelege factorul lor de calitate în care se ia în consideraţie acţiunea asupra circuitelor a tuturor elementelor schemei şi dispozitivelor electronice.

Tipul schemei bloc		Banda de trecere minimă realizabilă	Coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță		Sensibi μV	
			$K_{d\ 10}$	$K_{d\ 100}$	Unde lungi	Unde medii
Cu amplificare	Fără reacție	$(0{,}3-1{,}0)\frac{f_s}{Q_{eCI}}$	3 —10	5 —100	100—1000	100—1000
	Cu reacție	$(0{,}01-0{,}1)\frac{f_s}{Q_{eCI}}$	3 —10	5—100	20—200	20—200
Cu superreacție		$(0{,}02-0{,}2)\frac{f_s}{Q_{eCI}}$	5 —30	50—1000	2—5	2—5
Superheterodină		$(0{,}03-0{,}8)\frac{f_i}{Q_{eFI}}$	1,5—2,2	1,7—2,5	0,2—1,0	0,5—1,5

* Cifrele date corespund receptoarelor fără amplificatoare de înaltă frecvență. Folosirea sivă, parametrice, paramagnetice ș.a.), elaborate în ultimul timp pentru gamele undelor deciori, în comparație cu cifrele indicate în tabel.

Receptoarele cu amplificare directă cu reacție au o stabilitate redusă a funcționării și un nivel ridicat al distorsiunilor. Distorsionări mari ale semnalului se produc și în receptoarele cu superreacție, totuși, acestea permit folosirea unor surse de alimentare de putere redusă pentru dimensiuni și greutate minime. Din această cauză aceste scheme-bloc se folosesc uneori pentru receptoarele portabile (de bord), la care se admite un nivel ridicat de distorsiuni.

Deci, comparînd cerințele inițiale impuse receptorului cu datele din tabelul 1.1, se poate alege cea mai adecvată schemă-bloc. În momentul de față, peste 90% din radioreceptoarele fabricate sînt de tipul superheterodină. Din acest motiv, în continuare se analizează în principal metodica de calcul a schemelor-bloc ale receptoarelor superheterodină, în timp ce problemele de bază ale calculului schemelor-bloc ale receptoarelor cu amplificare directă sînt abordate doar pe scurt.

La alegerea schemei-bloc a receptorului trebuie să se tindă spre obținerea caracteristicilor necesare ale receptorului cu cheltuieli minime pentru fabricarea și exploatarea sa. Această problemă însă, este rezolvată complet numai dacă se iau în considerație toate posibilitățile de producție ale întreprinderii producătoare și toate particularitățile exploatării receptorului, ceea ce nu este întotdeauna posibil.

La fel ca în majoritatea calculelor inginerești complexe, alegerea, justificarea și calculul schemei-bloc a receptorului nu pot fi rezolvate întotdeauna

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 1.1

litatea				Stabilitatea funcționării	Nivelul distorsiunilor
		μW			
Unde scurte	Unde metrice	Unde decimetrice	Unde centrimetrice		
200—100	400—2000	10^{-1}—10*	10^{-1}—10*	Bună	Mic
50—500	50—500	10^{-5}—10^{-2}	10^{-5}—10^{-2}	Slabă	Mare
3—10	5—50	10^{-5}—10^{-2}	10^{-5}—10^{-2}	Medie	Foarte mare
1,0—5,0	2—10	10^{-8}—10^{-3}	10^{-8}—10^{-3}	Bună	Foarte mic

amplificatoarelor de înaltă frecvență cu nivele reduse ale zgomotelor (cu tuburi cu undă progremetrice, permite mărirea sensibilității receptoarelor cu amplificare directă fără reacție de 3—4

ca o problemă cu soluție unică. Din acest motiv, în continuare sînt analizate procedeele de rezolvare a acestei probleme pentru cazurile generale și se arată căile de alegere a schemei bloc în cazul cînd apare necesitatea să se adopte o soluție de compromis. Dat fiind volumul limitat al lucrării de față nu este posibilă prezentarea tuturor procedeelor de apreciere economică amănunțită.

1.4.2. Calculul benzii de trecere și stabilirea utilității folosirii sistemului de RAF

Banda de trecere a blocului de înaltă frecvență fără dispozitiv de reglare automată a frecvenței (RAF) se determină cu formula:

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2[\sqrt{(\delta_s f_s)^2 + (\delta_h f_h)^2 + (\delta_i f_i)^2 + (\delta_a f_s)^2} + F_{D\,max}], \qquad (1.1)$$

unde Δf_{sp} este, lărgimea spectrului semnalului recepționat, ale cărui componente, avînd în vedere distorsiunile admisibile, trebuie să se afle în limitele benzii de trecere a receptorului; δ_s și δ_h sînt instabilitățile relative ale frecvenței purtătoare a semnalului f_s și frecvenței heterodinei f_h în receptoarele superheterodină; δ_i este instabilitatea relativă a frecvențelor proprii de acord f_i ale circuitelor din blocul de frecvență intermediară al receptorului (mărimea sa este de obicei cuprinsă între limitele 10^{-3} — $3 \cdot 10^{-3}$); δ_a este eroarea relativă care apare la stabilirea frecvenței de acord a receptorului în cazul

unui acord fără căutare * (ea este de obicei cuprinsă între 10^{-3} și $5 \cdot 10^{-3}$); $F_{D\,max} \approx f_{s\,max}\, v/c$ este deviația Doppler maximă a frecvenței purtătoare datorită vitezei radiale v de deplasare a obiectelor, pe care sînt montate receptoarele (în caz că sînt receptoare mobile) față de sursele care au generat semnalele recepționate; c este viteza de propagare a undelor electromagnetice.

La receptoarele cu amplificare directă $\delta_h = 0$ și $\delta_i = 0$.

Dacă în procesul de exploatare receptorul va fi acordat pe frecvența semnalului recepționat, atunci se poate considera:

$$B_f \approx \Delta f_{sp}. \tag{1.2}$$

În tabelul 1.2 sînt date formulele pentru calculul lărgimii spectrului semnalului în cazul principalelor tipuri de modulație.

În tabel se folosesc următoarele notații:

f_{max} — frecvența maximă de modulație;
N — numărul de etaje;
f_{ton} — frecvența de modulație tonală;
τ_{min} — durata minimă a semnalului telegrafic;
Δf — intervalul de frecvență dintre subpurtătoarele vecine.

Tabelul 1.2

Tipul modulației semnalului		Lărgimea spectrului semnalului care trebuie să treacă prin receptor
De amplitudine cu două benzi		$2f_{max}$
De amplitudine cu o singură bandă		f_{max}
Telegrafie	Fără modulație tonală	$3/\tau_{min}$
	Cu modulație tonală	$2f_{ton}$
Telefonie multicanal		$2(N\Delta f_p + f_{max})$

În tabelul 1.3 sînt date instabilitățile relative ale heterodinelor receptoarelor determinate de variațiile de temperatură, de variațiile tensiunilor surselor de alimentare, de acțiunile mecanice ale mediului înconjurător etc.

Limitele inferioare ale δ_h din tabelul 1.3 corespund heterodinelor în care s-au luat măsuri speciale de ermetizare și de stabilizare a tensiunilor de alimentare, s-a folosit stabilizarea față de influența variațiilor de temperatură a curentului de colector și a parametrilor sistemelor rezonante și altele.

* Un astfel de acord al receptorului se realizează cu ajutorul sistemelor mecanice (butoane, claviaturi și altele), care permit realizarea unui acord rapid al receptorului pe frecvența necesară chiar fără semnal la intrare și fără să fie necesar un acord ulterior din partea operatorului după aplicarea semnalului la intrarea receptorului

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 1.3

Tipul heterodinei			δ_h
Cu tranzistoare	Cu emitor comun	Fără stabilizare cu cuarţ	$10^{-3}-3\cdot10^{-4}$
		Cu stabilizare cu cuarţ	$10^{-4}-1\cdot10^{-6}$
	Cu bază comună	Fără stabilizare cu cuarţ	$5\cdot10^{-4}-2\cdot10^{-4}$
		Cu stabilizare cu cuarţ	$5\cdot10^{-5}-1\cdot10^{-6}$
Cu diode tunel			$3\cdot10^{-4}-3\cdot10^{-5}$
Cu clistroane reflex			$10^{-3}-2\cdot10^{-4}$

Pentru stabilirea necesităţii utilizării sistemelor de reglare automată a frecvenţei (RAF) este comod să se introducă noţiunea de coeficient de lărgire a benzii de trecere:

$$k_l = \frac{B_f}{\Delta f_{sp}} = 1 + 2\,\frac{F_{D\,max} + \sqrt{(\delta_s f_s)^2 + (\delta_h f_h)^2 + (\delta_i f_i)^2 + (\delta_a f_s)^2}}{\Delta f_{sp}}\,. \qquad (1.3)$$

El arată de cîte ori este mai mare banda de trecere a receptorului fără RAF decît lărgimea spectrului semnalului recepţionat.

Dacă $k_l < 1{,}2$—$1{,}5$, atunci nu are sens folosirea sistemului RAF, deoarece acest sistem permite doar o îngustare neînsemnată a benzii de trecere. Dacă însă $k_l > 1{,}5$—$2{,}0$, atunci este util să fie folosit sistemul RAF. În acest caz, banda de trecere necesară a receptorului se calculează cu formula:

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2\,\frac{F_{D\,max} + \sqrt{(\delta_s f_s)^2 + (\delta_h f_h)^2 + (\delta_i f_i)^2 + (\delta_a f_s)^2}}{k_{RAF}}\,, \qquad (1.4)$$

unde: k_{RAF} — este coeficientul de autoacord al sistemului RAF.

În prezent se pot obţine la radioreceptoarele cu tranzistoare valori k_{RAF} pînă la 10—20.

Îngustarea benzii de trecere au ajutorul RAF este necesară printre altele şi pentru reducerea acţiunii perturbaţiilor precum şi pentru mărirea sensibilităţii receptorului. Dacă pentru banda de trecere, calculată cu formula (1.1), se reuşeşte să se obţină sensibilitatea necesară a receptorului, acesta va fi un motiv de bază pentru renunţarea la folosirea sistemului RAF.

Dacă însă trebuie asigurată o sensibilitate maxim posibilă, atunci sistemul RAF trebuie folosit pentru $k_l \geqslant 1{,}2 - 1{,}5$.

Pentru semnalele cu spectru îngust folosirea RAF nu permite întotdeauna asigurarea sensibilității necesare a receptorului deoarece cel de-al doilea termen din relația (1.4) poate fi cu mult mai mare decît lărgimea spectrului semnalului. În această situație, pe lîngă sistemul RAF se folosește și sistemul de reglare automată a fazei (RAP). Dacă se folosește sistemul RAP atunci banda de trecere a receptorului se calculează cu formula:

$$B_f = \Delta f_{sp} + \Delta f_{in}, \tag{1.5}$$

unde Δf_{in} este banda introdusă de RAP. Ea nu depășește de obicei cîteva sute de herți și este dată numai de calculul elementelor schemei RAP.

Banda de trecere B_j a blocului de joasă frecvență din receptoarele pentru semnale cu modulație de amplitudine și de frecvență se adoptă, de obicei, egală cu frecvența maximă a semnalului de modulație f_{max}.

1.4.3. Alegerea frecvenței intermediare, a schemei-bloc și a sistemelor rezonante din blocul de înaltă frecvență al receptorului

O dată cu alegerea frecvenței intermediare a receptorului este necesar să se asigure îndeplinirea următoarelor condiții.

Este necesar ca frecvența intermediară:

— să fie în afara gamei frecvențelor purtătoare de lucru ale receptorului *;

— să asigure atenuarea dată a canalului imagine;

— să asigure obținerea benzii de trecere necesare a receptorului;

— să fie suficient de mică, pentru a asigura stabilitatea necesară a amplificării receptorului echipat cu cele mai simple și cele mai ieftine dispozitive electronice și sisteme selective **;

— să aibă una dintre următoarele valori standard: 110 kHz, 465 kHz, 1,6 MHz, 19 MHz, 2,2 MHz, 15 MHz, 30 MHz, 60 MHz și 100 MHz (în gama 2,2—15 MHz valorile frecvențelor intermediare nu se standardizează de obicei).

Tipurile de scheme și numărul de etaje de frecvență intermediară necesare pentru asigurarea selectivității date față de canalul alăturat este comod să fie alese în funcție de mărimea necesară a coeficientului de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță. Această metodă este cea mai eficace la calculul schemelor-bloc ale receptoarelor pe unde scurte și ultrascurte, la care banda de trecere rezultantă a blocului de înaltă frecvență B_f este dată

---

* În receptoarele cu multe subgame, pentru a se îndeplini această condiție, se aleg două sau chiar mai multe valori ale frecvenței intermediare, fiecare pentru cîte un grup de subgame vecine.

** Coeficientul de amplificare stabilă a unui etaj, determinat în principal de coeficientul de amplificare maxim ce poate fi realizat, se micșorează cu creșterea frecvenței iar impedanțele de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor, care șuntează circuitele de sarcină și înrăutățesc proprietățile selective și de amplificare, se micșorează odată cu creșterea frecvenței.

Arhiva digitala SaDAng

în principal de AFI. Particularităţile rezolvării acestei probleme pentru receptoarele de unde lungi şi medii vor fi expuse în continuare.

Coeficientul de dreptunghiularitate necesar pentru o atenuare dată a canalului alăturat σ_a poate fi calculat cu formula:

$$K_{da} = \frac{2\Delta f_a}{B_f}, \tag{1.6}$$

unde Δf_a este intervalul dintre frecvenţele purtătoare ale canalelor recepţionat şi alăturat.

În tabelul 1.4 sînt date valorile coeficienţilor de dreptunghiularitate la curbele de rezonanţă ale AFI, realizate după cele mai folosite scheme, cu număr diferit de etaje, pentru $\sigma_a = 100$ şi $\sigma_a = 1\,000$. Aceste date pot fi folosite pentru alegerea orientativă a schemei şi numărului n_{FI} de etaje AFI. Dacă atenuarea impusă faţă de canalul alăturat este mai mică de 100 sau mai mare de 1000, atunci alegerea precisă a schemei şi a numărului de etaje AFI se face după ecuaţiile generalizate ale curbelor de rezonanţă şi se alege schema cea mai convenabilă.

Pentru asigurarea benzii de trecere a AFI, frecvenţa intermediară trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$f_{i2} \leqslant B_f Q_{e\,\text{FI}} \psi\,(n_{\text{FI}} + 1), \tag{1.7}$$

unde: $\psi(n_{\text{FI}} + 1)$ — este o funcţie care depinde de tipul schemei şi de numărul de etaje n_{FI} ale blocului de frecvenţă intermediară.

Sarcina schimbătorului de frecvenţă este constituită, de obicei, dintr-un sistem rezonant identic cu cel folosit în etajele AFI. De aceea funcţia ψ din formula (1.7) se ia de argument $n_{\text{FI}} + 1$ (unitatea ia în consideraţie sistemul rezonant al schimbătorului de frecvenţă).

Trebuie remarcat faptul că din cauza admitanţelor mari de intrare şi de ieşire ale tranzistoarelor, factorul de calitate echivalent $Q_{e\,\text{FI}}$ al circuitelor oscilante din blocul de frecvenţă intermediară este de 1,5—2 ori mai mic decît factorul de calitate propriu (în gol).

Circuitele de radiofrecvenţă (circuitele oscilante ale preselectorului) sînt cu acord variabil în gamele de lucru ale receptorului. De regulă, în etajele de amplificare de radiofrecvenţă (ARF) şi în circuitele de intrare ale receptoarelor cu acord în gamă se folosesc circuite simple, deoarece este greu de realizat circuite cuplate cu acord variabil şi cu formă constantă a curbei de rezonanţă pentru game întinse de frecvenţe. Din acest motiv, numărul de circuite acordate în preselector este de două, maxim trei.

Pentru a se asigura atenuarea faţă de canalul imagine σ_{im} de către circuitul de intrare cu un singur circuit oscilant şi de ARF cu n_s etaje care au un factor de calitate echivalent $Q_{e\,\text{CI}}$ (ştiind că frecvenţa heterodinei este

Tabelul 1.4

Schema amplificatorului			Numărul de etaje $n_{FI}+1$					
			1	2	3	4	5	6
Amplificator rezonant		$K_{d\,100}$	100	16	9	7	6,1	5,6
		$K_{d\,1000}$	1000	49	20	13	10	8,6
		$\psi(n_{FI}+1)$	1,0	1,56	1,96	2,3	2,58	2,89
Amplificator cu două etaje decalat acordate (dublet)	La dezacord critic	$K_{d\,100}$	—	10	—	4,0	—	3,0
		$K_{d\,1000}$	—	32	—	7,0	—	4,4
		$\psi(n_{FI}+1)$	—	0,71	—	0,88	—	0,98
	La dezacord maxim	$K_{d\,100}$	—	7,1	—	2,9	—	2,2
		$K_{d\,1000}$	—	21	—	5,5	—	3,2
		$\psi(n_{FI}+1)$	—	0,32	—	0,46	—	0,55
Amplificator cu trei etaje decalat acordate (triplet) la dezacord critic		$K_{d\,100}$	—	—	4,64	—	—	2,5
		$K_{d\,1000}$	—	—	10,0	—	—	3,67
		$\psi(n_{FI}+1)$	—	—	0,5	—	—	0,58
Amplificator cu două circuite cuplate	La cuplaj critic	$K_{d\,100}$	10	4,0	3,0	2,7	2,5	2,4
		$K_{d\,1000}$	32	7,0	4,4	3,6	3,2	3,0
		$\psi(n_{FI}+1)$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22
	La cuplaj maxim	$K_{d\,100}$	7,1	2,9	2,2	2,0	1,85	1,79
		$K_{d\,1000}$	22	5,5	3,2	2,6	2,4	2,18
		$\psi(n_{FI}+1)$	0,32	0,46	0,55	0,61	0,67	0,7
Schemă combinată		$K_{d\,100}$	—	4,64	—	2,5	—	2,2
		$K_{d\,1000}$	—	10,0	—	3,67	—	2,87
		$\psi(n_{FI}+1)$	—	0,5	—	0,58	—	0,63
Amplificator cu filtre cu selecție concentrată pentru un număr de circuite	4	$K_{d\,100}$	2,2	1,3	—	—	—	—
		$K_{d\,1000}$	3,7	1,7	—	—	—	—
		$\psi(n_{FI}+1)$	$<2,82$	$<2,6$	—	—	—	—
	5	$K_{d\,100}$	1,8	1,2	—	—	—	—
		$K_{d\,1000}$	2,7	1,5	—	—	—	—
		$\psi(n_{FI}+1)$	$<2,82$	$<2,6$	—	—	—	—
	6	$K_{d\,100}$	1,52	1,15	—	—	—	—
		$K_{d\,1000}$	2,2	1,3	—	—	—	—
		$\psi(n_{FI}+1)$	$<2,82$	$<2,6$	—	—	—	—

Arhiva digitala SaDAng

mai mare decît frecvenţa semnalului) frecvenţa intermediară trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$f_{i1} \geqslant 0{,}5\, f_{s\,max} H, \tag{1.8}$$

unde:

$$H = \frac{s + \sqrt{s^2 + 4}}{2} - 1$$

şi

$$s = \frac{1}{Q_{e\text{CI}}} \sqrt{\frac{n_s + 1}{\sqrt[2]{\sigma_{im}}} - 1}.$$

Pentru $s \leqslant 0{,}45$, cu o eroare nu prea mare se poate considera $H \simeq 0{,}5$ s. În acest caz relaţia (1.8) capătă forma următoare:

$$f_{i1} \geqslant \frac{f_{s\,max}}{4Q_{e\text{CI}}} \sqrt{\frac{n_s + 1}{\sqrt[2]{\sigma_{im}}} - 1}. \tag{1.8a}$$

Cînd frecvenţa heterodinei este mai mică decît frecvenţa de semnal, determinarea frecvenţei intermediare (ca să se asigure atenuarea impusă faţă de canalul imagine) se face folosind formula (1.8 a) pentru orice valori ale coeficientului s.

Datorită şuntării circuitelor oscilante de către tranzistoare, la alegerea factorilor de calitate proprii ai circuitelor oscilante din preselector trebuie folosită inegalitatea:

$$Q_{e\text{CI}} \leqslant (2\text{—}4)\, Q_0.$$

În afară de aceasta, cînd se determină $Q_{e\text{CI}}$ şi n_s trebuie să se verifice că circuitele preselectorului nu au influenţă mare asupra benzii generale de trecere a receptorului, dată în principal de blocul de frecvenţă intermediară. Pentru aceasta este necesar să fie îndeplinită inegalitatea:

$$Q_{e\text{CI}} \leqslant \frac{f_{s\,min}}{(3 - 5)\, B_f \psi (n_s + 1)}.$$

Dacă în urma calculelor pentru aflarea valorilor frecvenţei intermediare, valori care asigură atenuarea necesară faţă de canalul imagine (f_{i1}) şi banda de trecere necesară (f_{i2}) (pentru un n_s acceptabil şi $Q_{e\text{CI}}$ maxim posibil), se îndeplineşte inegalitatea

$$f_{i2} \geqslant f_{i1}, \tag{1.9}$$

atunci ca frecvenţă intermediară a receptorului poate fi aleasă valoarea f_{i1} sau oricare altă valoare în intervalul de frecvenţă de la f_{i1} la f_{i2}.

În caz contrar, adică pentru:

$$f_{i2} < f_{i1} \qquad (1.9, \text{a})$$

și cînd diferența între f_{i2} și f_{i1} nu este mare, se pot folosi în circuitul de intrare și în etajele de înaltă frecvență cîte două circuite cuplate. În acest caz, pentru cuplaj critic, calculul se face cu formula:

$$f'_{i1} \geqslant \frac{1{,}4 f_{s\,max}}{4Q_{e\text{CI}}} \cdot \sqrt[2(n_s+1)]{\sigma_{im}}. \qquad (1.10)$$

Pentru

$$f_{i2} \geqslant f'_{i1} \qquad (1.11)$$

frecvența intermediară a receptorului se alege egală cu f'_{i1} sau cu altă valoare, mai convenabilă, cuprinsă în gama de frecvențe de la f'_{i1} la f_{i2}.

Cînd inegalitățile (1.11) sau (1.9) nu se îndeplinesc, se folosește o dublă schimbare de frecvență, alegînd prima frecvență intermediară egală cu f_{i1} iar cea de a doua frecvență intermediară egală cu f_{i2}.

Cea mai mică atenuare a semnalului de frecvență intermediară în preselectorul receptorului superheterodină se produce, de obicei, la extremitățile subgamelor, ale căror frecvențe sînt cele mai apropiate de valoarea frecvenței intermediare aleasă pentru receptor. De aceea, verificarea atenuării date a σ_i se efectuează în următoarea ordine.

Se calculează dezacordul generalizat corespunzător frecvenței semnalului f'_s, de valoare apropiată de frecvența intermediară, cu formula:

$$\chi_i = \frac{2|f'_s - f_i|}{f'_s} Q_{e\text{CI}}.$$

Dacă preselectorul este echipat cu circuite oscilante simple, atunci pentru asigurarea selectivității necesare față de frecvența intermediară (rejectarea frecvenței intermediare) trebuie îndeplinită inegalitatea:

$$\chi_i^{n_s+1} \geqslant \sigma_i.$$

Cînd preselectorul este echipat cu perechi de circuite cuplate la cuplaj critic, pentru verificarea selectivității față de frecvența intermediară se folosește inegalitatea;

$$(0{,}5\,\chi_i)^{2(n_s+1)} \geqslant \sigma_i.$$

Dacă inegalitățile de mai sus nu sînt satisfăcute, este necesar ca în schema preselectorului să se introducă un filtru rejector care să creeze atenuarea pentru frecvența intermediară:

$$\sigma_{\text{FR}} = \frac{\sigma_i}{\chi_i^{n_s+1}}.$$

Arhiva digitala SaDAng

pentru primul caz şi

$$\sigma_{FR} = \frac{\sigma_i}{0{,}5\,\chi^{2(n_s+1)}}.$$

pentru cel de al doilea caz.

Cele mai simple scheme de filtre de rejecţie asigură o atenuare σ_{FR} de maximum 20—30.

În situaţia în care frecvenţa intermediară a fost aleasă în intervalul dintre două subgame vecine, verificarea de mai sus se face pe rînd pentru fiecare din subgame la frecvenţele limită, apropiate de valoarea frecvenţei intermediare.

Dacă pentru receptor s-au ales mai multe frecvenţe intermediare, verificarea se face separat pentru fiecare frecvenţă intermediară.

În receptoarele cu amplificare directă banda de trecere şi selectivitatea sînt determinate de circuitul de intrare şi de amplificatorul de radiofrecvenţă. De obicei, circuitele selective se aleg identice. De aceea, în receptoarele cu acord fix al sistemelor selective, funcţia $\psi(n_s + 1)$, factorul de calitate echivalent Q_{eCI} şi numărul de etaje ARF n_s sînt legate prin ecuaţia:

$$Q_{eCI} = \frac{f_s}{B_f \psi(n_s + 1)}.$$

Pentru f_s dat şi B_f determinat cu ajutorul relaţiei (1.1) se aleg cele mai simple sisteme selective pentru care această egalitate este îndeplinită, cu factor de calitate echivalent al circuitelor, realizabil din punct de vedere constructiv.

În receptoarele care lucrează cu acord variabil în gamă, rezolvarea acestei probleme este mai complicată, deoarece curba de rezonanţă se lărgeşte o dată cu creşterea frecvenţei în fiecare subgamă, iar pentru sisteme rezonante complexe curba îşi poate schimba forma. La amplificatoarele rezonante cu γ oarecare şi la alte tipuri de amplificatoare cu $\gamma < 1{,}5$, într-o primă aproximare se poate considera forma curbei de rezonanţă neschimbată. Pentru aceste cazuri, benzile de trecere ale blocului de radiofrecvenţă al receptorului cu amplificare directă la începutul (B_{fi}) şi la sfîrşitul (B_{fs}) fiecărei subgame (adică la frecvenţele minimă şi maximă din subgamă) sînt legate prin relaţia:

$$B_{fs} \approx \gamma B_{fi},$$

în care γ este dat de relaţia (2.2).

Valoarea benzii de trecere B_f calculată cu relaţia (1.1) trebuie, firește, să fie egală cu B_{fi}. De aceea, la frecvenţa maximă din subgamă la care curba de rezonanţă este cea mai largă, pentru asigurarea selectivităţii impuse faţă de canalul vecin, este necesar să avem:

$$K'_{da} = \frac{2\Delta f_s}{\gamma B_f} = \frac{K_{da}}{\gamma}.$$

Folosind această valoare, se aleg din tabelul 1.4 numărul de etaje ARF și tipul de circuite selective. Cu acestea se determină funcția $\psi(n_s + 1)$, cu care se calculează apoi factorul de calitate echivalent al circuitelor cu formula:

$$Q_{eCI} = \frac{f_{s\,min}}{B_f \psi(n_f + 1)}. \tag{1.12}$$

Pentru receptoarele cu mai multe subgame acest calcul se face pentru fiecare subgamă de frecvență, după care se rezolvă problema folosirii unui tip de circuite selective comune pentru toate subgamele. Aceasta conduce la o simplificare substanțială a sistemului de comutație a circuitelor la trecerea de la o subgamă la alta precum și la reducerea prețului de cost al receptorului.

Determinarea definitivă a numărului de etaje în blocurile de radiofrecvență și de frecvență intermediară se face după alegerea dispozitivelor amplificatoare (tranzistoarelor) și după calculul coeficientului de amplificare al blocului de înaltă frecvență al receptorului.

1.4.4. Alegerea schemei demodulatorului de semnale modulate în amplitudine și determinarea influenței sale asupra raportului semnal/zgomot

Atît în regim de funcționare liniar, cît și în regim de funcționare patratic, etajul demodulator modifică raportul semnal/zgomot, cînd la intrarea sa se aplică un semnal modulat în amplitudine și o tensiune fluctuantă. Dacă se urmărește ca la ieșirea receptorului să se obțină un anumit raport $\frac{U_s}{U_z} = \nu_{ieș}$, atunci presupunînd blocul de joasă frecvență liniar, trebuie ca la intrarea demodulatorului cu diodă raportul semnal/zgomot în tensiune să fie:

$$\nu_{in\,D} = \frac{\nu_{ieș}}{m\sqrt{2}} \sqrt{\frac{B_{fe}}{B_{je}}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{m^2 B_{fe}}{\nu_{ieș}^2 B_{je}}}} \tag{1.13}$$

unde m este gradul mediu de modulație a semnalului; B_{fe}, B_{je} — sînt benzile efective de trecere ale blocurilor de înaltă și de joasă frecvență.

Pentru calcule preliminare se poate considera că:

$$B_{je} \approx 1{,}1\, B_j$$

și

$$B_{fe} \approx 1{,}1\, B_f. \tag{1.14}$$

Relația (1.13) este adevărată, cu eroare mai mică de 10% și pentru demodulatoarele pe colector și pe emitor.

Din cauza rezistenței de intrare mici a etajelor de joasă frecvență cu tranzistoare valoarea maximă admisibilă a rezistenței de sarcină la demodulator R_d depășește rareori valori de ordinul 1—3 kΩ. De aceea pentru o pantă echivalentă a diodei demodulatoare $S_d = 1{,}5$—$2{,}0$ mA/V coeficientul de transfer al demodulatorului K_d nu depășește valoarea 0,3—0,5,

Arhiva digitala SaDAng

ceea ce trebuie luat în considerație la calculul amplificării blocurilor de înaltă frecvență și de joasă frecvență.

Dacă produsul $S_d R_d < 10$, ceea ce practic este adevărat pentru demodulatoarele cu diode semiconductoare din receptoarele cu tranzistoare, atunci rezistența de intrare a demodulatorului poate fi determinată cu formula aproximativă:

$$R_{in} = \theta R_d, \tag{1.15}$$

unde valoarea coeficientului θ se alege din tabelul 1.5.

Tabelul 1.5

$S_d R_d$	1	2	4	5	7	10	20	40
θ	3	1,8	1,2	1	0,9	0,75	0,8	0,87
K_d	0,2	0,33	0,47	0,5	0,57	0,64	0,73	0,83

Rezistența de intrare a demodulatoarelor cu diode din receptoarele tranzistorizate destinate să recepționeze semnale modulate în amplitudine, conform datelor din tabelul 1.5, are valori care sînt cuprinse de obicei, între 0,7 și 2,0 kΩ. Rezistența de intrare este, de regulă, de cîteva ori mai mare decît rezistența de intrare a etajelor AFI. De aceea, coeficientul de cuplare a intrării demodulatorului la ultimul circuit de frecvență intermediară se ia aproximativ egal cu coeficientul de cuplare dintre etajele amplificatoare de frecvență intermediară.

La calculul schemei-bloc a receptorului coeficientul de transfer al demodulatorului cu diodă poate fi determinat în funcție de produsul $S_d R_d$ cu ajutorul tabelului 1.5.

Pentru demodulatorul pe colector se poate lua $K_d = 5—8$ iar pentru cel pe colector-emitor se poate lua $K_d \approx 3—5$. Trebuie avut în vedere faptul că aceste demodulatoare introduc distorsiuni de neliniaritate relativ mari; așa, de exemplu, pentru un grad de modulație $m = 0,3$, $d > 2—5\%$. Acest lucru limitează folosirea detectoarelor cu tranzistoare numai în receptoarele de calitate redusă.

1.4.5. Calculul amplificărilor necesare ale blocurilor de înaltă și de joasă frecvență

În receptoarele pentru semnale MA* se folosesc, de obicei, demodulatoare cu diode, care permit obținerea celor mai mici distorsiuni de neliniaritate. Pentru obținerea unui regim de demodulație liniar trebuie ca tensiunea

* Particularitățile de calcul ale receptoarelor destinate semnalelor cu alte tipuri de modulație vor fi expuse în continuare.

purtătoare a semnalului să fie la intrarea în demodulator $U_{in\,d}$ de cel puțin 0,5—0,7 V. Pentru îmbunătățirea funcționării sistemului RAA este util ca această amplitudine să fie mărită pînă la 1—2 V. Valoarea admisibilă pentru $U_{in\,d}$ este limitată de tensiunea inversă de străpungere a diodei și este aproximativ egală cu dublul amplitudinii maxime a semnalului. În cazul MA amplitudinea semnalului este egală aproximativ cu $2U_{in\,d}$, iar datorită funcționării neideale a RAA ea poate crește pentru semnale puternice de încă p ori (v. pag. 15). Deci trebuie îndeplinită condiția $4U_{in\,d}p < U_{max\,inv}$, unde $U_{max\,inv}$ este tensiunea inversă maximă admisibilă a tipului de diodă ales. Dacă mărimea tensiunii $U_{in\,d}$ corespunde acestor considerente, atunci se poate determina amplitudinea tensiunii de joasă frecvență de la ieșirea demodulatorului, adică la intrarea amplificatorului de joasă frecvență:

$$U_{ieș\,d} = mK_d U_{in\,d}, \tag{1.16}$$

unde m este gradul de modulație; K_d — coeficientul de transfer al demodulatorului (vezi tabelul 1.5). Pentru modulație maximă $m \approx 1$.

În datele de proiectare se indică de obicei puterea standard $P_{ieș}$ de la ieșirea receptorului, care corespunde la gradul de modulație de valoare $m = 0{,}3$. Pentru valoarea maximă a gradului de modulație $m_{max} \approx 1$, etajul final trebuie să asigure puterea de ieșirea maxima (nominală) $P_{ieș\,max}$. Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate admisibil al amplificatorului de joasă frecvență se poate determina cu relația

$$d_{\text{AAF}} = \xi d_r, \tag{1.17}$$

unde d_r este valoarea admisibilă a coeficientului de armonici a întregului receptor, iar coeficientul $\xi = 0{,}8—0{,}85$.

Mărimile $U_{ieș\,d}$, $P_{ieș\,max}$, d_{AAF} servesc ca date inițiale pentru proiectarea amplificatorului de joasă frecvență.

În continuare se arată cum se calculează amplificarea necesară a blocului de înaltă frecvență. Mărimea semnalului de la ieșirea acestui bloc, adică la intrarea demodulatorului, este caracterizată de amplitudinea $U_{in\,d}$ aleasă mai înainte. Mărimea semnalului la intrarea blocului de înaltă frecvență este determinată de sensibilitatea receptorului (avînd în vedere și zgomotul).

Aici sînt posibile două cazuri: primul caz corespunde situației cînd sensibilitatea receptorului este dată și se impune alegerea tipului corespunzător de ARF, iar al doilea caz corespunde situației cînd se pune problema obținerii celor mai bune sensibilități posibile.

Dacă sensibilitatea necesară a receptorului este dată prin mărimea puterii semnalului în antenă P_{As}, atunci coeficientul admisibil de zgomot al receptorului este dat de formula:

$$F_{ad} \leqslant K_{PF}\left(\frac{P_{As}}{kT_0 B_{fe} v_{in}^2} - t_A + 1\right), \tag{1.18}$$

unde

$$K_{PF} = \frac{1}{10^{0{,}1\sigma_F}}$$

Arhiva digitala SaDAng

este coeficientul de transfer al puterii în fiderul care leagă antena cu intrarea receptorului; σ_F — atenuarea semnalului în fider în decibeli; k este constanta lui Boltzman; $T_0 = 290°K$ — temperatura absolută standard, ($kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$W/Hz); B_{fe} — banda efectivă de trecere a receptorului (1.14); ν_{in} — raportul semnal/zgomot necesar la intrarea receptorului (1.13); $t_A = \frac{T_A}{T_0}$ — temperatura relativă de zgomot a antenei; T_A — temperatura de zgomot a antenei avînd în vedere perturbațiile recepționate de către antenă.

Dacă sensibilitatea este dată în unități de t.e.m. E_{A0}, cunoscînd rezistența de radiație a antenei R_r, în locul relației (1.18) se poate folosi inegalitatea:

$$F_{ad} \leqslant \frac{E_{A0}^2}{4kT_0R_r} - (t_A - 1)\, K_{PF}. \tag{1.19}$$

După obținerea valorii F_{ad} și a valorilor minime realizabile pentru coeficienții de zgomot de la etajele de amplificare și schimbare de frecvență F_{min} cu diferite dispozitive semiconductoare se poate stabili care etaje pot fi folosite primele în radioreceptoare pentru asigurarea sensibilității impuse. Un etaj poate fi primul din receptor dacă coeficientul său de zgomot satisface inegalitatea:

$$F_{1\,min} \leqslant 0{,}9\left(F_{ad} - \frac{F_{2\,min} - 1}{A_{P1}}\right), \tag{1.20}$$

unde $F_{2\,min}$ este coeficientul minim de zgomot al celui de al doilea etaj din schema-bloc a receptorului; A_{P1} — coeficientul de amplificare în putere al primului etaj.

Prin introducerea în relația (1.20) a coeficientului numeric 0,9 se ține seama de pe o parte de faptul că se obțin la etaje coeficienți de zgomot reali mai mari decît coeficienții de zgomot minim calculați, iar pe de altă parte, se iau în considerare și zgomotele introduse de etajele din receptor situate după primele două.

În calculul schemei-bloc, pentru determinarea F_{min} și A_P pot fi folosite formulele și datele numerice prezentate în tabelul 1.6, unde Y_{12} este admitanța de reacție a tranzistorului; $k_s = 0{,}85$—$0{,}95$ — coeficientul de stabilitate; $F_{T\,min}$ — coeficientul minim de zgomot al tranzistorului pe frecvența de lucru; S — panta tranzistorului.

Formulele coeficienților minimi de zgomot ai schemelor cu tranzistoare sînt adevărate, dacă:

$$\frac{Q_{CI}}{Q_{eCI}} \geqslant 2{,}5, \tag{1.21}$$

unde Q_{CI} este factorul de calitate propriu (în gol) al circuitelor preselectorului.

Tabelul 1.6

Gama frecvențelor de lucru	Tipul schemei	Regimul de lucru	F_{min}	A_P
Sub 1,5 f_s	Cu emitor comun	Amplificare	$2F_{T\,min}$	$1{,}5\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)$
		Schimbare de frecvență	$4F_{T\,min}$	$0{,}7\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)$
	Cu bază comună	Amplificare	$1{,}6F_{T\,min}$	$2{,}5\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)$
		Schimbare de frecvență	$3{,}2\,F_{T\,min}$	$0{,}9\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)$
0,5—10 GHz	Regenerativă cu diode tunel	Amplificare	3,0—8	30—100
		Schimbare de frecvență	4—10	10—50
1,0—30 GHz	Cu diode semiconductoare	Schimbare de frecvență	8—15	0,1—0,2
	Parametrică regenerativă cu diode semiconductoare	Amplificare cu regim de reflexie	1,25—1,5	10—100
1,0—50 GHz	Amplificator paramagnetic	Amplificare cu regim de reflexie	1,02—1,1	20—500

Precizarea valorilor $F_{1\,min}$, A_{P1}, $F_{2\,min}$ se poate face o dată cu calculul detaliat al etajelor.

Dacă este necesar să se obțină pentru receptor cea mai mare sensibilitate posibilă, atunci trebuie folosite amplificatoare de radiofrecvență cu zgomot mic, al căror tip se alege în funcție de gama frecvențelor de lucru (vezi tabelul 1.6).

Pentru $A_{P_2} \geqslant 10$—20, contribuția zgomotelor etajelor care urmează după primul la zgomotul total al receptorului este neglijabilă. De aceea, în acest caz, coeficientul de zgomot minim realizabil al receptorului poate fi calculat cu formula:

$$F_{min} \approx F_{1\,min} + \frac{F_{2\,min} - 1}{A_{P1}}. \qquad (1.22)$$

Pentru cazurile ARF cu două etaje și ARF cu un singur etaj urmat de schimbătorul de frecvență ca al doilea etaj al receptorului, calculul F_{min} cu relația (1.22) impune să se folosească încă un etaj ARF în scopul măririi sensibilității. Acest etaj ARF poate fi folosit numai atunci cînd el reduce

Arhiva digitala SaDAng

F_{min} cu 8—10% (şi mai mult) sau cînd pentru asigurarea selectivităţii pe canalul imagine în scopul reducerii frecvenţei intermediare conform (1.8) sau (1.10) trebuie folosite trei circuite în preselector ($n_s = 2$).

Folosind relaţia (1.22), sensibilitatea maximă realizabilă a receptorului se calculează cu formula:

$$P_{As\,min} = kTB_{fe}v_{in}^2\left(t_A - 1 + \frac{F_{min}}{A_{PF}}\right) \tag{1.23}$$

sau

$$E_{A0\,min} = \sqrt{4kTR_rB_{fe}v_{in}^2\left(t_A - 1 + \frac{F_{min}}{A_{PF}}\right)}. \tag{1.24}$$

Pentru receptoarele care lucrează cu acord variabil în gamă, după aceasta, se calculează aproximativ coeficientul de amplificare al preselectorului în trei puncte ale subgamei de înaltă frecvenţă, în care şi coeficienţii de amplificare ai etajelor ARF şi coeficientul de transfer al circuitului de intrare sînt, de obicei, mai mici decît în restul subgamelor. Calculul se face cu formula:

$$A_{0s} = A_{0\,CI}\,A_{0\,ARF}. \tag{1.25}$$

Factorul de amplificare dat de relaţia (1.25) se calculează pentru diferite scheme ale preselectorului cu formulele date în tabelul 1.7, unde Q_{eCI} este factorul de calitate în sarcină al circuitelor din preselector, care este dat la alegerea frecvenţei intermediare prin relaţia (1.8); γ — coeficientul de acoperire a subgamei de înaltă frecvenţă; A_{0s} — coeficientul de amplificare stabilă a etajului. Pentru calculele ulterioare ale coeficientului total de amplificare al etajelor receptorului se alege cea mai mică valoare $A_{0s\,min}$ dintre cele trei calculate.

În unele cazuri, pentru valori γ mari, la unele dintre capetele subgamelor nu se poate obţine întotdeauna coeficientul de amplificare A_{0s}. De aceea, trebuie verificată îndeplinirea inegalităţii:

$$A_0 = \frac{SQ_{e\,CI}}{\omega_s C_{e\,CI}} \geqslant A_{0s} \tag{1.26}$$

pe frecvenţa corespunzătoare (vezi tabelul 1.7). Dacă inegalitatea de mai sus nu este satisfăcută, în formulele din tabelul 1.7 pentru calculul lui $A_{0\,ARF}$ trebuie ca în loc de A_{0s} să se pună A_0. Pentru receptoarele cu acord fix, în formula (1.25) trebuie luat $A_{0\,CI} \approx 0{,}01\ Q_{e\,CI}$ şi $A_{0\,ARF} = A_{0s}$, calculate pentru frecvenţa semnalului.

Coeficientul de amplificare necesar pentru schimbătorul de frecvenţă şi pentru amplificatorul de frecvenţă intermediară (AFI) se calculează cu formula:

$$A_{0i} = \frac{2{,}5U_{in\,d}}{\sqrt{2}E_{A0}A_{0s\,min}}. \tag{1.27}$$

Tabelul 1.7

Schema			Frecvențele de lucru din subgamă		
			f_{min}	f_{med}	f_{max}
Amplificator rezonant	Circuitul de intrare cu un singur circuit	Cu linii coaxiale sau cu cavități rezonante	$0{,}012Q_{eCI}$	$0{,}011Q_{eCI}$	$0{,}01Q_{eCI}$
		Cu cuplaj inductiv: Cu acordul circuitului prin capacitate	$0{,}013Q_{eCI}$	$0{,}0115Q_{eCI}$	$0{,}01Q_{eCI}$
		Cu cuplaj inductiv: Cu acordul circuitului prin inductanță	$0{,}013Q_{eCI}\,\frac{1}{\gamma}$	$0{,}0065Q_{eCI}\left(1+\frac{1}{\gamma}\right)$	$0{,}01Q_{eCI}$
		Cu cuplaj capacitiv exterior: Cu acordul circuitului prin capacitate	$0{,}013Q_{eCI}\,\frac{1}{\gamma}$	$0{,}005Q_{eCI}\left(1+\frac{1}{\gamma^2}\right)$	$0{,}01Q_{eCI}$
		Cu cuplaj capacitiv exterior: Cu acordul circuitului prin inductanță	$0{,}013Q_{eCI}$	$0{,}0115Q_{eCI}$	$0{,}01Q_{eCI}$
		Cu emitor comun: Cu acordul circuitului prin capacitate	$1{,}2\,\frac{A_{0s}}{\gamma}$	$0{,}5A_{0s}\left(1+\frac{1{,}2}{\gamma}\right)$	$A_{0s}=\sqrt{2\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)}$
		Cu emitor comun: Cu acordul circuitului prin inductanță	$A_{0s}=2\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)$	$0{,}5A_{0s}\left(1+\frac{0{,}8}{\gamma}\right)$	$0{,}8\,\frac{A_{0s}}{\gamma}$
		Cu bază comună: Cu acordul circuitului prin capacitate	$1{,}2\,\frac{A_{0s}}{\gamma}$	$0{,}5A_{0s}\left(1+\frac{1{,}2}{\gamma}\right)$	$A_{0s}=\sqrt{4\frac{S}{Y_{22}}(1-k_s)}$
		Cu bază comună: Cu acordul circuitului prin inductanță	$A_{0s}=\sqrt{4\frac{S}{Y_{12}}(1-k_s)}$	$0{,}5A_{0s}\left(1+\frac{0{,}8}{\gamma}\right)$	$0{,}8\,\frac{A_{0s}}{\gamma}$
		Cu diodă tunel	—	8—10	—
		Parametric	—	8—10	—
		Cascodă	—	$\sqrt{\frac{0{,}2S^2}{Y_{12}(Y_{12}+Y_{22})}}$	—

Arhiva digitala SaDAng

În receptoarele care lucrează pe unde metrice sau mai lungi se folosesc de obicei, schimbătoare de frecvenţă cu tranzistoare, care au aceeaşi sarcină ca şi etajele AFI. De aceea, amplificarea în tensiune dată de etajul schimbător de frecvenţă, se obţine mai mică decît amplificarea fiecărui etaj AFI de aproximativ $0{,}3S_{SF}/S_{FI}$, unde S_{SF} este panta tranzistorului care lucrează în etajul schimbător de frecvenţă, iar S_{FI} — panta tranzistorului care lucrează în etajul AFI. Pentru calcule este comod ca temporar să se înlocuiască schimbătorul de frecvenţă printr-un etaj amplificator de frecvenţă intermediară, iar calculele se vor face pentru amplificatorul de frecvenţă intermediară cu mai multe etaje (inclusiv schimbătorul de frecvenţă), care are coeficientul de amplificare total:

$$A_{0i}^{*} = A_{0i} \frac{S_{FI}}{0{,}3S_{SF}}.$$

Într-adevăr, pentru că primul etaj lucrează în regim de schimbător de frecvenţă şi dă o amplificare mai mică decît celelalte etaje AFI, amplificarea totală a ansamblului schimbător de frecvenţă plus etajele AFI va avea valoarea necesară A_{0i}.

Modul de proiectare a AFI pentru obţinerea coeficientului de amplificare necesar va fi prezentat amănunţit în continuare, neavînd sens să se prezinte această problemă aici unde se tratează doar calculele preliminare. De remarcat faptul că proiectarea de detaliu a AFI poate fi diferită faţă de cea stabilită în prealabil la alegerea frecvenţei intermediare, însă trebuie ca această proiectare să asigure îndeplinirea cerinţelor în ceea ce priveşte selectivitatea şi valoarea amplificării.

De remarcat, de asemenea, că în cazul unor cerinţe foarte ridicate în ceea ce priveşte acţiunea sistemului de RAA poate apare necesitatea măririi numărului de etaje AFI pentru a mări numărul tranzistoarelor supuse reglării; în acelaşi timp, pentru a păstra valoarea necesară a amplificării totale trebuie micşorată în mod corespunzător amplificarea fiecărui etaj AFI, iar pentru păstrarea benzii totale de trecere se modifică în mod corespunzător parametrii circuitelor.

În receptoarele de unde centimetrice şi uneori în cele de unde decimetrice sensibilitatea este exprimată prin unităţi de putere a semnalului din antenă P_{As}, iar circuitul de intrare şi amplificatorul de radiofrecvenţă sînt caracterizaţi prin coeficienţii de transfer în putere $A_{P\,CI}$ şi $A_{P\,ARF}$.

Ca schimbătoare de frecvenţă, de obicei, se folosesc etaje cu diode semiconductoare, caracterizate prin coeficientul de transfer în putere $A_{P\,SF}$. Tensiunea la intrarea AFI în aceste receptoare se determină comod cu relaţia:

$$U_{in\,AFI} \approx U_{ieş\,SF} = \sqrt{\frac{2P_{As}K_{PF}A_{P\,CI}A_{P\,ARF}A_{P\,SF}}{g_{ieş\,SF}}}, \qquad (1.28)$$

unde $g_{ieş\,SF}$ este conductanţa de ieşire a schimbătorului de frecvenţă şi are o valoare de ordinul 3—5 μS, K_{PF} se determină din relaţia (1.18), iar mărimea

$A_{P\,SF}$ se alege orientativ din tabelul 1.6. Ultima formulă nu ia în considerație faptul că la ieșirea schimbătorului de frecvență există un transformator care mărește tensiunea de semnal și ca urmare tensiunea la intrarea primului etaj AFI va fi în realitate mai mare; aceasta crează o oarecare rezervă de amplificare în calcule.

Circuitul de cuplaj dintre ieșirea schimbătorului de frecvență și intrarea AFI se proiectează, de obicei, în scopul obținerii unui coeficient minim de zgomot și are o bandă de trecere mult mai largă decît banda etajelor AFI care urmează, ceea ce permite neglijarea influenței acestui circuit asupra curbei totale de rezonanță a AFI.

Amplificarea necesară a blocului AFI din astfel de receptoare se determină cu formula

$$A_{0i} = \frac{2{,}5U_{in\,d}}{U_{in\,\text{AFI}}}$$

În cazul receptoarelor cu amplificare directă coeficientul de amplificare necesar al amplificatorului de radiofrecvență se determină cu formula;

$$A_{0\,\text{ARF}} = \frac{2{,}5U_{in\,d}}{\sqrt{2}E_{A0}K_{in\,min}},$$

unde $U_{in\,d}$ este amplificarea tensiunii purtătoare a semnalului, aleasă mai înainte, la intrarea detectorului; $K_{in\,min}$ — valoarea minimă a coeficientului de transfer al circuitului de intrare (vezi tab. 1.7), iar coeficientul 2,5 crează o rezervă pentru cazul dispersiei parametrilor tranzistoarelor.

1.4.6. Particularitățile calculului schemelor-bloc la receptoarele care lucrează pe unde lungi și medii

În gamele de unde lungi și medii preselectorul influențează mult asupra benzii de trecere totale a blocului de înaltă frecvență al receptorului (în care se include și amplificatorul de frecvență intermediară). De aceea, de multe ori nu se reușește să se aleagă factorul de calitate echivalent al circuitelor preselectorului astfel încît să se obțină, pe de o parte, atenuarea necesară a canalului imagine, iar pe de altă parte, banda de trecere a preselectorului de 3 — 5 ori mai mare decît banda de trecere a întregului bloc de înaltă frecvență. În aceste cazuri se procedează în felul următor.

Considerînd ARF rezonant cu un singur etaj și circuitul de intrare echipat cu un singur circuit oscilant se ia pentru fiecare din acestea factorul de calitate echivalent al circuitelor:

$$Q_{e\,\text{CI}} = 0{,}46\frac{f_{s\,min}}{B_f}. \qquad (1.29)$$

Arhiva digitala SaDAng

care asigură la extremităţile benzii de trecere B_f o atenuare de $\sqrt[4]{2} = 1{,}19$ ori. Pentru o astfel de valoare a $Q_{e\,CI}$ atenuarea minimă în preselector a canalului alăturat va fi:

$$\sigma_{a\,min} = 1 + \left(\frac{2\Delta f_s Q_{e\,CI}}{f_{s\,max}}\right)^2. \tag{1.30}$$

După aceasta, se calculează cu formula (1.8) frecvenţa intermediară, care corespunde atenuării canalului imagine. Apoi, cu ajutorul curbelor de rezonanţă totale, date pentru diferite scheme de amplificatoare de frecvenţă intermediară şi pentru un număr diferit de etaje, se aleg acele variante care satisfac simultan următoarele două condiţii:

a) atenuarea $\sigma_1 = 1{,}19 = \sqrt[4]{2}$ să corespundă dezacordului generalizat $\varkappa_1$ care permite realizarea constructivă a factorului de calitate echivalent al circuitelor blocului de frecvenţă intermediară

$$Q_{ei} = \frac{\chi_1 f_i}{B_f}; \tag{1.31}$$

b) pentru atenuarea σ_2 în cazul dezacordului generalizat χ_2 (corespunzător la dezacordul faţă de canalul alăturat Δf_a)

$$\chi_2 = \frac{2\Delta f_a Q_{ei}}{f_i} \tag{1.32}$$

să se îndeplinească inegalitatea:

$$\sigma_{a\,min}\,\sigma_2 \geqslant \sigma_a.$$

Aici σ_a este atenuarea canalului alăturat care trebuie realizată în întregul receptor.

Dintre variantele care satisfac condiţiile (1.31) şi (1.32) se alege cea mai simplă din punct de vedere constructiv.

Dacă nici una din variante nu permite îndeplinirea condiţiilor (1.31) şi (1.32) atunci se adoptă două etaje în amplificatorul de înaltă frecvenţă iar în locul relaţiei (1.29) se foloseşte relaţia:

$$Q_{e\,CI} = 0{,}35\frac{f_{s\,min}}{B_f}. \tag{1.33}$$

După aceasta se calculează

$$\sigma_{a\,min} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_a Q_{e\,CI}}{f_{s\,max}}\right)}\right]^3 \tag{1.34}$$

şi se verifică condiţiile (1.31) şi 1(.32).

În cazurile în care nici această soluţie nu dă rezultate pozitive se poate trece la schema bloc cu dublă schimbare de frecvenţă sau se folosesc, pentru $\gamma < 1{,}5$ circuite cuplate în circuitul de intrare şi în amplificatorul de înaltă frecvenţă.

Pentru amplificatorul de înaltă frecvență cu un singur etaj și cu cuplaj critic între circuite:

$$Q_{e\,CI} = 0{,}66\frac{f_{s\,min}}{B_f}, \tag{1.35}$$

iar atenuarea minimă a canalului alăturat de către preselector este dată de relația:

$$\sigma_{a\,min} = 1 + 0{,}25\left(\frac{2\Delta f_a Q_{e\,CI}}{f_{s\,max}}\right)^4. \tag{1.36}$$

Folosind relația (1.35) se determină din (1.10) frecvența intermediară necesară.

Dacă după calculul cu relațiile (1.35), (1.36), (1.10) din nou nu sînt îndeplinite relațiile (1.31) și (1.32) atunci se adoptă un amplificator de înaltă frecvență cu două etaje cu circuite cuplate la cuplaj critic. În acest caz, se folosesc formulele:

$$Q_{e\,CI} = 0{,}81\frac{f_{s\,min}}{B_f} \tag{1.37}$$

și

$$\sigma_{a\,min} = 0{,}125\left[\sqrt{4 + \left(\frac{2\Delta f_a Q_{e\,CI}}{f_{s\,max}}\right)^4}\right]^3. \tag{1.38}$$

Valoarea frecvenței intermediare se calculează tot cu formula (1.10).

De regulă, cînd se adoptă în amplificatorul de înaltă frecvență două etaje cu circuite cuplate ecuația (1.31) se îndeplinește, iar inegalitatea (1.32) se îndeplinește chiar pentru cerințe foarte severe în ceea ce privește atenuarea canalelor imagine și alăturat.

Exemplu. Să se calculeze schema-bloc pentru un receptor superheterodină la care se cunosc: $E_A = 50\mu V$ (pentru $\nu_{ieș} = 20$ dB), semnal modulat în amplitudine cu frecvențe cuprinse între $f_{min} = 100$ Hz și $f_{max} = 2\,800$ Hz; $P_{ieș} = 350$ mW cu $d_r < 10\%$; difuzorul are $R_d = 5\Omega$; pe întregul receptor neuniformitățile: $M_s = M_j = 6$ dB; gamele de unde: UL (150 kHz — 410 kHz); UM (525 kHz — 1600 kHz); US (5,8 MHz — 12,4 MHz); selectivitate față de calculul alăturat: la 9 kHz dezacord, atenuare $\sigma_a > 25$ dB (17,7); selectivitate față de canalul imagine: în UM și UL 30 dB (31,6), iar în US $\sigma_{im} > 15$ dB (5,6); selectivitate față de semnale cu frecvență intermediară: $\sigma_i > 20$ dB (10).

Calculul. Se prezintă calculul numai pentru gama de UM.

Se calculează — cu rel. (1.1) banda de trecere B_f necesară a blocului de înaltă frecvență (de la antenă pînă la demodulator); se adoptă valorile: $\delta_s = 10^{-5}$; $f_s = 1$ MHz (la mijlocul gamei de unde medii); $\delta_h = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$; $f = 465$ kHz (valoare aleasă orientativ pentru început, urmînd a se verifica ulterior dacă poate fi folosită — vezi mai jos); $f_h = f_s + f_i = 1465$ kHz; $\delta_i = 0{,}9 \cdot 10^{-3}$; $\delta_a = 10^{-3}$; $\Delta f_{sp} = 2f_{max} = 2.2800 = 5600$ Hz; $F_{D\,max} = 0$ (pentru că receptorul este staționar):

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2[\sqrt{(\delta_s f_s)^2 + (\delta_h f_h)^2 + (\delta_i f_i)^2 + (\delta_a f_s)^2} + F_{D\,max}] =$$

$$= 5600 + 2\sqrt{(10^{-5} \cdot 10^6)^2 + (0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}465 \cdot 10^6)^2 + (0{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}465 \cdot 10^6)^2 + (0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6)^2} =$$

$$= 8500 \text{ Hz} = 8{,}5 \text{ kHz}.$$

Arhiva digitala SaDAng

Se verifică dacă este necesară folosirea dispozitivului RAF calculîndu-se cu rel. (1.3):

$$K_l = \frac{B_f}{\Delta f_{sp}} = \frac{8,5}{5,6} = 1,5;$$

rezultă că nu este necesară folosirea RAF.

Considerînd că receptorul are un etaj ARF rezonant care, ca şi circuitul de intrare este echipat cu un singur circuit acordat, se determină — cu rel. (1.29) — factorul de calitate în sarcină necesar:

$$Q_{e\,\mathrm{CI}} = 0,46\frac{f_{s\,min}}{B_f} = 0,46\frac{525}{8,5} = 28,5$$

care asigură la extremităţile benzii B_f atenuări de $\sqrt[4]{2} = 1,19$ ori; pentru această valoare $Q_{e\,\mathrm{CI}}$, atenuarea minimă în preselector a canalului alăturat va fi — rel. (1.30):

$$\sigma_{a\,min} = 1 + \left(\frac{2\Delta f_s Q_{e\,\mathrm{CI}}}{f_{s\,max}}\right)^2 = 1 + \left(\frac{2 \cdot 9 \cdot 28,5}{1600}\right)^2 = 1,103.$$

Pentru ca factorul de calitate $Q_{e\,\mathrm{CI}}$ să fie realizat este necesar ca valoarea sa să fie de (2—4) ori mai mică decît factorul de calitate de gol $Q_{c0} \approx 100$; se vede că această condiţie este satisfăcută.

Se calculează frecvenţa intermediară f_i a receptorului.

Se determină mai întîi valoarea f_{i1} necesară care asigură atenuarea canalului imagine $\sigma_{im} = 30$ dB (31,6). Se calculează [v. rel. (1.8)] cu $n_s = 1$:

$$s = \frac{1}{Q_{e\,\mathrm{CI}}}\sqrt{\frac{n_s+1}{\sqrt[2]{\sigma_{im}}} - 1} = \frac{1}{28,5}\sqrt{\frac{1+1}{\sqrt[2]{31,6}} - 1} = 0,2;$$

pentru că $s \leqslant 0,45$ se consideră $H \approx 0,5$ s şi frecvenţa intermediară trebuie să satisfacă relaţia (1.8 a):

$$f_{i1} \geqslant \frac{f_{s\,max}}{4Q_{e\,\mathrm{CI}}}\sqrt{\frac{n_s+1}{\sqrt[2]{\sigma_{im}}} - 1} = \frac{1\,600}{4 \cdot 28,5}\sqrt{\frac{1+1}{\sqrt[2]{31,6}} - 1} = 80 \text{ kHz}.$$

Se stabileşte că etajele de FI să fie echipate cu cîte un singur circuit acordat; dacă factorul de calitate de gol la aceste circuite este $Q_{c0} \approx 100$, în sarcină el va fi:

$$Q_{e\,\mathrm{FI}} \approx \frac{Q_{c0}}{1,5 \ldots 2} = \frac{100}{1,5 \ldots 2} = 67 \ldots 50.$$

Alegînd $n_{\mathrm{FI}} = 2$ se găseşte din tabelul 1.4 (pentru cazul etajului cu un singur circuit acordat şi pentru $(n_{\mathrm{FI}} + 1) = 2 + 1 = 3$ vaoarea $\psi(n_{\mathrm{FI}} + 1) = 1,96$.

Pentru asigurarea benzii de trecere a AFI, frecvenţa intermediară trebuie să satisfacă inegalitatea — rel. (1.7):

$$f_{i2} \leqslant B_f Q_{e\,\mathrm{FI}} \psi(n_{\mathrm{FI}} + 1) = 8,5 \cdot 50 \cdot 1,96 = 835 \text{ kHz}.$$

Pentru că se îndeplineşte condiţia (1.9): $f_{i2} = 835$ kHz $> f_{i1} = 80$ kHz se poate alege pentru f_i orice valoare între aceste două; se stabileşte să se menţină valoarea aleasă iniţial $f_i = 465$ kHz.

Se verifică la preselector atenuarea semnalelor ce au frecvența egală cu frecvența intermediară; verificarea se face la frecvența minimă din gamă $f'_s = 525$ kHz, care este cea mai apropiată de f_i, cu relațiile din § 1.4.3.:

— se calculează $\chi_i = \frac{2|f'_s - f_i|}{f'_s} Q_{e\,CI} = \frac{2|525 - 465|}{525} - 28{,}5 = 6{,}5$;

— se calculează $\chi^{n_s+1} = (6, 5)^{1+1} = 42$;

— întrucît se satisface inegalitatea $\chi_i^{n_s+1} = 42 \geqslant \sigma_i = 10$, înseamnă că în preselector se asigură (fără filtre de rejecție) atenuarea semnalelor de frecvență intermediară.

Pentru receptoarele cu mai multe subgame se fac calculele de mai sus pentru fiecare subgamă, după care se rezolvă problema folosirii unui tip de circuite selective comune pentru toate subgamele.

Numărul exact de etaje în blocurile de radiofrevență și de frecvență intermediară se determină definitiv după ce se aleg tranzistoarele și după ce se calculează amplificările etajelor din blocul de înaltă frecvență.

Se alege în continuare demodulator cu diodă semiconductoare, pentru obținerea distorsiunilor de neliniaritate mici la demodulare. Adoptînd pentru produsul $S_d R_d$ valoarea $S_d R_d = 3$, se află din tabelul 1.5 $K_d \approx 0{,}4$.

Se alege $U_{in\,d} = 0{,}5$ V.

Se calculează — cu rel. (1.16) — amplitudinea tensiunii de audiofrecvență de la ieșirea demodulatorului (de la intrarea amplificatorului de audiofrecvență):

— pentru modulație maximă ($m \approx 1$):

$$U_{ieș\,d} = mK_d U_{in\,d} = 1 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}5 = 0{,}2 \text{ V};$$

Cu acest semnal de AF se obține la ieșirea receptorului puterea maximă (nominală), $P_{ieș\,max}$;

— pentru grad de modulație mediu ($m = 0{,}3$):

$$U_{ieș\,d} = mK_d U_{in\,d} = 0{,}3 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}5 = 0{,}06 \text{ V} = 60 \text{ mV};$$

Cu acest semnal de AF se obține la ieșirea receptorului puterea normală.

Alegînd $\xi = 0{,}8$ — rel. (1.17) — se găsește coeficientul de distorsiuni de neliniaritate necesar la amplificatorul de audiofrecvență:

$$d_{AAF} = \xi d_r = 0{,}8 \cdot 0{,}1 = 0{,}08 \ (8\%).$$

Mărimile $U_{ieș\,d} = 0{,}2$ V, $P_{ieș\,max} = 350$ mW, $d_{AAF} = 8\%$ (împreună cu celelalte date inițiale: f_{min}, f_{max}, M_j; M_s, R_d) servesc ca date inițiale pentru proiectarea amplificatorului de audiofrecvență.

Cunoscînd sensibilitatea receptorului (impusă) E_A se deduce amplificarea necesară a blocului de înaltă frecvență (de la antenă pînă la demodulator):

$$A_{IF} = \frac{U_{in\,d}}{E_A}.$$

Exemplul numeric de mai sus mai poate fi lărgit — la nevoie — și cu alte calcule. Astfel, se pot calcula: comportarea la zgomote, variațiile unor indici în gamă (pentru a vedea dacă la situația cea mai defavorabilă mărimile indicilor sînt satisfăcătoare), repartizarea amplificărilor pe blocurile de RF și de FI ș.a.

Mai trebuie menționat că la proiectarea de detaliu care se face pentru diferitele blocuri și etaje ale receptorului (v. capitolele care urmează) este posibil să apară diferențe apreciabile față de calculul preliminar de mai sus, care are caracter orientativ; astfel, e posibil ca în AFI să apară necesare

Arhiva digitala SaDAng

mai mult de două etaje (din cauza prezenței dispozitivului RAA, pentru a mări numărul tranzistoarelor reglate de RAA); în acest caz, în mod deliberat va fi micșorată amplificarea fiecărui etaj și vor fi modificați parametrii sistemelor selective, astfel ca în ansamblu blocul AFI să asigure amplificarea și selectivitatea necesare.

1.5. Particularitățile calculului schemei-bloc a receptoarelor pentru semnale cu modulație de frecvență

În receptoarele pentru semnale MF, înaintea demodulatorului se introduce limitatorul de amplitudine, datorită căruia demodulatorul poate îmbunătăți raportul semnal/zgomot, cu condiția ca raportul semnal/zgomot la intrarea limitatorului să fie mai mare de 2. În acest caz, pentru $\nu_{ieș}$ dat se poate găsi raportul semnal/zgomot în tensiune necesar la intrarea limitatorului cu formula:

$$\nu_{in\,MF} = \frac{\nu_{ieș\,MF}}{\sqrt{3}} \sqrt{\left(\frac{B_j}{\Delta f_{max}}\right)^3}, \tag{1.39}$$

unde Δf_{max} este deviația maximă de frecvență a semnalului recepționat.

Banda de trecere a blocului de joasă frecvență B_F din receptorul de semnale MF se alege, de obicei, egală cu frecvența maximă de audiofrecvență f_{max}.

Dacă din calculul cu formula (1.39) se obține $\nu_{in\,MF} < 2$, atunci pentru calculele ulterioare ale coeficientului de amplificare al blocului de înaltă frecvență din receptor trebuie să se ia $\nu_{in\,MF} = 2$.

Lărgimea spectrului semnalului modulat în frecvență, necesară pentru calculul benzii de trecere a blocului de înaltă frecvență din receptor, se determină cu formula (1.1) cu ajutorul datelor din tabelul 1.8.

În tabelul 1.8 sînt folosite următoarele notații:

β_{max} — valoarea maximă a indicelui de modulație;

f_{max} — frecvența maximă de modulație;

ΔF_p — lărgimea intervalului de protecție dintre spectrele canalelor vecine (se ia de obicei egală cu 100—150 Hz).

În receptoarele cu tranzistoare se folosesc limitatoare de amplitudine cu diode și cu tranzistoare, pragul lor de limitare fiind $U_{pr} = 0{,}3 - 0{,}5$ V.

Amplitudinea tensiunii de la ieșirea amplificatorului de frecvență intermediară și prin urmare de la intrarea limitatorului este dată de ecuația:

$$U_{ieș\,pr} = \frac{\nu_{in\,MF} U_{pr}}{\nu_{in\,MF} - 1}. \tag{1.40}$$

Tensiunea de la ieșirea demodulatorului de semnale modulate în frecvență, de tip discriminator de frecvență sau de tip detector cu două circuite

Tabelul 1.8

Caracterul semnalului			Lărgimea spectrului semnalului care trebuie să treacă prin receptor
Telefonie cu modulație de frecvență	Monocanal		$2f_{max}(1 + \beta_{max} + \sqrt{\beta_{max}})$
	Multicanal		$(8-9)\,10^3 N(1 + \beta_{max} + \sqrt{\beta_{max}})$
Telegrafie cu modulație de frecvență	Monocanal	Cu schimbare de fază	$\frac{2}{\tau_{min}}(1 + \beta_{max} + \sqrt{\beta_{max}})$
		Fără schimbare de fază	$\frac{2}{\tau_{min}}(3 + \beta_{max})$
	Multicanal		$\left(\frac{2}{\tau_{min}} + 2\Delta F_p\right)(1 + \beta_{max} + \sqrt{\beta_{max}})\,N$

dezacordate poate fi calculată (pentru valoarea medie a deviației de frecvență $\Delta f_{med} = 0{,}3\ \Delta f_{max}$) cu formula:

$$U_{ieș\,MF} = \frac{\partial U}{\partial \Delta f}\,0{,}03\,\Delta f_{max}, \qquad (1.41)$$

unde $\frac{\partial U}{\partial \Delta f} = S_D$ este panta caracteristicii demodulatorului. Mărimea sa poate fi calculată cu formula:

$$S_D \approx I_{m1} R_e Q_e \frac{K_D}{p f_i}, \qquad (1.42)$$

unde I_{m1} este amplitudinea fundamentalei curentului limitatorului; R_e — rezistența echivalentă a fiecărui circuit din demodulator; Q_e — factorul echivalent de calitate; p — factorul de cuplaj al circuitelor; K_D — factorul de transfer al demodulatorului cu diode.

Calculul schemei — bloc a receptorului MF se face după metodica descrisă în § 1.4. Pentru aceasta, la calculul raportului semnal/zgomot la intrare, în locul formulei (1.13) se folosește formula (1.39).

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 2

Calculul circuitului de intrare

2.1. Generalități

2.1.1. Condiții impuse

Pe fiecare din gamele receptorului trebuie să se asigure acoperirea necesară în frecvență, cu o oarecare rezervă.

Neuniformitatea scării, nu trebuie să depășească valorile limitelor admise.

Coeficientul de zgomot al circuitului de intrare, împreună cu primul tranzistor, trebuie să fie cît mai mic.

Coeficientul de transfer al circuitului de intrare trebuie să fie cît mai mare și să varieze cît mai puțin cu variația frecvenței de acord în limitele fiecărei game și la trecerea de la o gamă la alta. Prin coeficientul de transfer al circuitului de intrare se înțelege: în cazul recepției cu antena exterioară — raportul dintre tensiunea existentă la intrarea primului tranzistor $U_{in\,1}$ și t.e.m. din antenă (circuitul echivalent al antenei) E_A, iar în cazul recepției cu antena magnetică (de ferită)—raportul dintre $U_{in\,1}$ și intensitatea cîmpului semnalului E, pentru orientarea optimă a antenei.

Dacă receptorul are ARF, al cărui coeficient de amplificare depinde de frecvența de acord, este de dorit ca și coeficientul de transfer al circuitului de intrare să depindă de frecvență, astfel încît coeficientul de transfer al preselectorului în ansamblul său (raportul dintre tensiunea semnalului de la intrarea în schimbătorul de frecvență și E_A sau E), să depindă cît mai puțin de frecvență.

Trebuie asigurată (concomitent cu amplificarea semnalului de RF) atenuarea necesară a canalului imagine și a canalului de f_i.

Banda de trecere trebuie să fie pe toate frecvențele cel puțin egală cu cea admisibilă.

Circuitul de intrare trebuie să fie stabil, adică:

a) variațiile posibile ale inductanței sau (și) ale capacității antenei, transferate din circuitul antenei în primul circuit acordat, nu trebuie să ducă la un dezacord însemnat al circuitului de intrare;

b) abaterile posibile ale mărimii conductanței de intrare a primului tranzistor față de valoarea nominală, luată ca bază de calcul, să nu provoace variații însemnate ale indicilor de calitate principali ai circuitului de intrare.

Toate capacitățile, inductanțele și inductanțele mutuale trebuie să fie realizabile constructiv, fără greutăți mari.

În schemă trebuie prevăzute și organe (piese) de reglaj, indispensabile pentru obținerea cu exactitate a frecvențelor de acord necesare, în cazul că inductanțele și capacitățile din schemă au abateri față de valorile din calcul.

Sistemul de comutare trebuie să fie cît mai simplu posibil.

Prețul de cost trebuie să fie cît mai redus.

Condițiile enumerate mai sus, în multe cazuri se rezolvă printr-o soluție de compromis, pe care proiectantul o consideră cea mai bună pentru fiecare caz în parte.

2.1.2. Asigurarea acoperirii necesare în frecvență

La baza calculului elementelor circuitelor oscilante ale preselectorului (și oscilatorului local), pe fiecare din game, trebuie puse nu acele frecvențe nominale $f_{min\,n}$ și $f_{max\,n}$ care sînt indicate în STAS sau în tema de proiectare, ci frecvențele f_{min} și f_{max} stabilite cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} f_{min} &= f_{min\,n}(1-\delta)\ ; \\ f_{max} &= f_{max\,n}(1-\delta) \end{aligned}\right\} \tag{2.1}$$

unde δ este rezerva de acoperire. Se recomandă să se ia $\delta = 0{,}005—0{,}01$ pentru gamele extinse și $\delta = 0{,}02 — 0{,}03$ pentru cele neextinse.

Pe gamele UL și UM neextinse, rezerva de acoperire aleasă inițial, se mai micșorează întrucîtva ulterior (în limitele 0,01—0,015) datorită impreciziei poziționării frecvenței de semnal, față de frecvența oscilatorului. Pentru a compensa această micșorare, trebuie ca la calculul circuitelor de intrare și din ARF să se ia o rezervă ceva mai mare (mai aproape de 0,03).

Valoarea necesară pentru coeficientul de acoperire în frecvență al gamei este:

$$\gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}}. \tag{2.2}$$

Coeficientul de acoperire, ce se poate asigura în cazul cînd acordul variabil se realizează cu ajutorul condensatorului variabil, depinde de valorile maximă și minimă ale acestui condensator $C_{v\,min}$ și $C_{v\,max}$ și de valorile tuturor celorlalte capacități din circuitul oscilant. Indiferent de schema circuitului oscilant:

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}}, \tag{2.3}$$

Arhiva digitala SaDAng

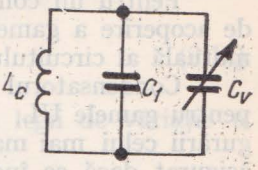


Fig. 2.1. Schema circuitului de intrare cu condensator C_1 în paralel pe condensatorul variabil.

în care $C_{t\,max}$ și $C_{t\,min}$ sînt valorile, maximă și minimă ale capacității totale a circuitului oscilant C_t, adică a capacității legate în paralel cu inductanța circuitului oscilant L_c.

Dacă circuitul oscilant nu conține condensatoare legate în serie cu condensatorul variabil de acord (fig. 2.1), atunci:

$$\begin{aligned} C_{t\,min} &= C_{v\,min} + C_1 \\ C_{t\,max} &= C_{v\,max} + C_1 \end{aligned} \tag{2.4}$$

în care C_1 este capacitatea totală legată în paralel cu condensatorul variabil de acord. Creșterea coeficientului γ se obține în acest caz prin micșorarea valorilor C_1 și $C_{v\,min}$ și creșterea valorii $C_{v\,max}$.

Pentru $C_{v\,min}$ și $C_{v\,max}$ date, valoarea C_1 necesară pentru obținerea unui anumit coeficient de acoperire γ, se determină cu formula:

$$C_1 = \frac{C_{v\,max} - \gamma^2 C_{v\,min}}{\gamma^2 - 1}. \tag{2.5}$$

Dacă circuitul oscilant conține un condensator fix C_2 legat în serie cu condensatorul variabil de acord (fig. 2.2), atunci

$$\left.\begin{aligned} C_{t\,min} &= C_3 + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}} \\ C_{t\,max} &= C_3 + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} \end{aligned}\right\} \tag{2.6}$$

în care C_1 și C_3 sînt capacitățile totale legate în paralel cu condensatorul de acord și cu inductanța L_c. Creșterea coeficientului γ se obține în acest caz prin micșorarea valorilor C_1, C_3 și $C_{v\,min}$ și prin creșterea valorilor C_2 și $C_{v\,max}$. Pentru $C_2 = \infty$ schema din fig. 2.2 se transformă în schema din fig. 2.1.

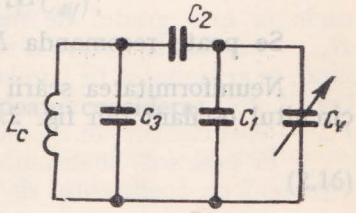


Fig. 2.2. Schema circuitului de intrare cu condensatoare: în paralel pe condensatorul variabil (C_1) și pe bobină (C_3) și în serie cu condensatorul variabil (C_2).

Pentru un condensator variabil de acord dat, cel mai mare coeficient de acoperire a gamei se obține cînd se realizează cuplajul prin inductanță mutuală al circuitului de intrare, atît cu antena cît și cu primul tranzistor.

Condensatorul variabil de acord (blocul de condensatoare variabile) pentru gamele UL, UM, US trebuie să fie ales ținînd seama de nevoia asigurării celui mai mare dintre coeficienții de acoperire; acest lucru poate fi asigurat dacă se îndeplinește condiția:

$$\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}} \geqslant (3-6)\,\gamma^2_{max}. \tag{2.7}$$

Dacă la calculul electric de detaliu rezultă că condensatorul ales nu poate asigura acoperirea necesară γ_{max}, atunci trebuie ales un alt condensator variabil cu un raport mai mare al valorilor limită (maximă și minimă) de capacitate.

Pentru receptoarele de radiodifuziune se poate considera $\gamma_{max} = 3{,}25$.

2.1.3. Asigurarea uniformității scării de acord

Prin neuniformitatea de acord a scării N_s, se înțelege convențional raportul densităților scării $D_{s\,inc}$ și $D_{s\,sf}$ de la începutul (pe f_{min}) și de la sfîrșitul (pe f_{max}) gamei:

$$N_s = \frac{D_{s\,inc}}{D_{s\,sf}}. \tag{2.8}$$

Prin densitatea scării se înțelege derivata frecvenței de acord a circuitului oscilant f_0, în funcție de unghiul de rotire a axului blocului condensatoarelor variabile θ:

$$D_s = \frac{df_0}{d\theta}. \tag{2.9}$$

Cea mai bună situație se obține dacă se asigură $N_s = 1$, dar a asigura o asemenea valoare este greu uneori.

Unele abateri ale valorii N_s față de unitate, nu sînt periculoase. Proiectantul trebuie să adopte valorile minimă și maximă $N_{s\,min}$ și $N_{s\,max}$ care după părerea lui pot fi considerate admisibile, iar la calculul de detaliu să urmărească ca să fie îndeplinită condiția:

$$N_{s\,min} \leqslant N_s \leqslant N_{s\,max}. \tag{2.10}$$

Se poate recomanda $N_{s\,min} = 0{,}7$ și $N_{s\,max} = 1{,}4$.

Neuniformitatea scării poate fi găsită cu următoarele formule. Pentru circuitul oscilant din fig. 2.1:

$$N_s = \frac{N_v}{\gamma^3}, \tag{2.11}$$

Arhiva digitala SaDAng

Pentru circuitul oscilant din fig. 2.2:

$$N_s = \frac{N_v}{\gamma^3}\left(\frac{C_1 + C_2 + C_{v\,min}}{C_1 + C_2 + C_{v\,max}}\right)^2. \tag{2.12}$$

În ambele formule N_v reprezintă neuniformitatea legii de variație a capacității C_v cu unghiul de rotire θ:

$$N_v = \frac{\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{inc}}{\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{sf}}, \tag{2.13}$$

unde $\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{inc}$ și $\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{sf}$ sînt valorile derivatei capacității C_v în funcție de θ la începutul (pentru $C_{v\,max}$, f_{min}) și la sfîrșitul (pentru $C_{v\,min}$, f_{max}) scării.

Valoarea N_v depinde de forma plăcilor condensatorului variabil.

În gamele neextinse, mărimea N_s este determinată practic de tipul de condensator variabil ales (de valoarea N_v) și pentru a apropia valoarea N_s de unitate (pentru un condensator dat), nu se poate face nimic, cu excepția înlocuirii condensatorului prin altul.

Pe gamele extinse, N_s poate fi apropiat de unitate, printr-o alegere corespunzătoare a capacităților condensatoarelor de extensie.

Pentru un γ dat, se poate asigura la circuitul oscilant (fig. 2.2) valoarea $N_s = 1$ pe două căi. Prima cale: adoptăm valoarea lui C_3 și găsim

$$C_2 = C_{dif}\,\frac{\gamma^2 - 1 + \sqrt{(\gamma^2-1)^2 + 4\frac{C_3}{C_{dif}}(\gamma^2-1)\left(1 - \frac{\gamma^3}{N_v}\right)\left(\sqrt{\gamma N_v} - 1\right)}}{2\left(1 - \sqrt{\frac{\gamma^3}{N_v}}\right)\left(\sqrt{\gamma N_v} - 1\right)} \tag{2.14}$$

$$C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b^2}} - 1\right) - C_{v\,min}, \tag{2.15}$$

unde

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_3);$$

$$b = (\gamma^2 - 1)[C_3(2C_2 + C_{dif}) + C_2(C_2 + C_{dif})];$$

$$d = C_2^2 C_{dif} - (\gamma^2 - 1)\,C_2 C_3 (C_2 + C_{dif});$$

$$C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}.$$

În acest caz, dacă $\frac{4ad}{b^2} \leqslant 0,1$, atunci se poate considera:

$$C_1 = \frac{d}{b} - C_{v\,min} \tag{2.16}$$

A doua cale: adoptăm pe C_1 și găsim

$$C_2 = \frac{C_{v\,max} - C_{v\,min}\sqrt{\frac{N_v}{\gamma^3}}}{\sqrt{\frac{N_v}{\gamma^3}} - 1} - C_1 \tag{2.17}$$

$$C_3 = \frac{\frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} - \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}\gamma^2}{\gamma^2 - 1} \tag{2.18}$$

În ambele cazuri $N_s = 1$ se poate asigura numai cu condiția ca $N_v > \gamma^3$. Dacă $\gamma^3 \geqslant N_v$, atunci valoarea cea mai apropiată de unitate a lui N_s se obține pentru $C_2 = \infty$, adică pentru schema din fig. 2.1.

$N_s = 1$ nu înseamnă $D_s = \text{const}$; la mijlocul scării densitatea poate fi alta decît la extremități. Raportul dintre densitatea scării D_s pentru orice frecvență de acord f_0 și densitatea la sfîrșitul scării $D_{s\,sf}$ (pentru f_{max}) poate fi găsit, pentru circuitul acordat din fig. 2.2, cu formula:

$$\frac{D_s}{D_{s\,sf}} = \left(\frac{f_0}{f_{max}}\right)^3 \left(\frac{C_1 + C_2 + C_{v\,min}}{C_1 + C_2 + C_{v\,max}}\right)^2 \frac{\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{inc}}{\left(\frac{dC_v}{d\theta}\right)_{sf}}, \tag{2.19}$$

unde C_v este capacitatea condensatorului de acord, corespunzătoare frecvenței f_0; $\frac{dC_v}{d\theta}$ — valoarea derivatei lui C_v în funcție de θ pentru o valoare dată a capacității C_v.

2.1.4. Coeficientul de zgomot al circuitului de intrare împreună cu primul tranzistor

Sensibilitatea reală a radioreceptorului, adică t.e.m. de semnal E_{Av} din antena echivalentă cu antena ideală exterioară, pentru care se asigură la ieșirea receptorului în cazul recepției semnalelor MA (pe UL, UM, US), un raport semnal/zgomot egal cu $\nu_{ieș}$, poate fi găsită cu formula:

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{ieș}}{m} \sqrt{R_A B_{rec} F_{rec}} \tag{2.20}$$

unde m este gradul de modulație; R_A — rezistența antenei echivalente; B_{rec} — banda de trecere a receptorului calculată la nivel de 3 dB (strict vorbind, ea ar trebui să fie banda efectivă de trecere, dar eroarea datorită înlocuirii benzii efective de trecere prin banda de trecere la nivel 3 dB este neînsemnată); F_{rec} — coeficientul de zgomot al receptorului; $\nu_{ieș}$ este exprimat în unități.

În practică, coeficientul de zgomot al unui receptor de radiodifuziune este egal cu coeficientul de zgomot total al circuitului de intrare împreună

Arhiva digitala SaDAng

cu primul tranzistor F_{in}, care poate fi găsit cu ajutorul următoarelor formule; pentru un circuit de intrare cu un singur circuit acordat:

$$F_{in} = \left(1 + \frac{R_{LAc}}{R_A}\right)(1 + p_{A_0})\, F_{tr}; \tag{2.21}$$

iar pentru circuitul de intrare cu două circuite acordate

$$F_{in} = \left(1 + \frac{R_{LAc}}{R_A}\right)(1 + p_{A0})\, F_{tr}\left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{10}}\right)}\right] \tag{2.22}$$

unde R_{LAc} — este rezistența bobinei de antenă (bobina care cuplează circuitul de antenă cu circuitul acordat; pentru un cuplaj capacitiv cu antena, $R_{LAc} = 0$); p_{A0} — coeficientul de cuplaj dintre circuitul de antenă și primul circuit acordat, fără a se lua în considerare reflexia de impedanță în acest circuit din partea tranzistorului sau din partea celui de al doilea circuit acordat (în cazul că circuitul de intrare este realizat cu două circuite acordate cuplate); p_{10} — coeficientul de cuplaj dintre circuitul de intrare al tranzistorului, și al doilea circuitul acordat fără a se lua în considerare reflexia de impedanță în acest circuit din partea primului circuit acordat; p — parametrul de cuplaj dintre primul și al doilea circuit acordat, în care se iau în considerare rezistențele introduse în aceste circuite de către circuitul de antenă și de către tranzistor (parametrul de cuplaj care determină forma curbei de rezonanță totală a celor două circuite cuplate); F_{tr} — coeficientul de zgomot al primului tranzistor.

Coeficientul de cuplaj p_{A0} este egal cu raportul dintre rezistența proprie a primului circuit acordat R_{c1} și rezistența introdusă în acest circuit de către antenă $R_{in\ Ac}$

$$p_{A0} = \frac{R_{c1}}{R_{in\ Ac}} \tag{2.23}$$

Rezistența $R_{in\ Ar}$ poate fi determinată cu formula

$$R_{in\ cA} = p_A^2 R_{Ac} \tag{2.24}$$

unde $R_{cA} = R_A + R_{LAc}$ — este rezistența totală a circuitului de antenă; p_A — coeficientul de transformare, egal cu raportul dintre t.e.m. indusă din circuitul de antenă în primul circuit acordat și t.e.m. din antena echivalentă. Valoarea acestui coeficient se determină din formula:

$$p_A = \frac{x_{cupl\ A}}{z_{Ac}}, \tag{2.25}$$

unde $x_{cupl\ A}$ este reactanța de cuplaj dintre circuitul de antenă și primul circuit acordat; z_{Ac} — modulul impedanței circuitului de antenă.

Introducînd relaţiile (2.24) şi (2.25) în relaţia (2.23) se poate scrie:

$$p_{A0} = \frac{z_{Ac}^2}{x_{cupl\,A}^2} \cdot \frac{R_{c1}}{R_{Ac}}. \tag{2.26}$$

Coeficientul de cuplaj p_{10} este egal cu raportul dintre rezistenţa proprie a celui de al doilea circuit acordat R_{c2} şi rezistenţa, introdusă în acest circuit, din partea tranzistorului, $R_{in\,1}$

$$p_{10} = \frac{R_{c2}}{R_{in\,1}} \tag{2.27}$$

Dacă se îndeplineşte condiţia de influenţă minimă a reacţiei prin primul tranzistor (§ 3.1.5), iar reactanţa de cuplaj dintre al doilea circuit acordat şi tranzistor $x_{cupl\,1}$ este mult mai mică ca $\frac{1}{g_{11}}$ unde g_{11} este conductanţa de intrare a primului tranzistor în regim de amplificare sau de conversie de frecvenţă, atunci se poate considera

$$R_{in\,1} = x_{cupl\,1}^2\, g_{11} \tag{2.28}$$

Practic, ambele condiţii menţionate, sînt de obicei îndeplinite. Pentru micşorarea lui E_{Av}, trebuie micşorat F_{in} iar pentru aceasta trebuie micşorate R_{LAc} şi p_{A0} (adică trebuie mărit cuplajul dintre primul circuit acordat şi circuitul de antenă). Dar pentru a păstra selectivitatea (§ 2.1.6) şi a micşora influenţa variaţiilor parametrilor antenei asupra frecvenţei de acord a circuitului de intrare (v. § 2.1.9) trebuie neapărat mărit p_{A0} (adică trebuie micşorat cuplajul dintre primul circuit acordat şi circuitul de antenă). Pentru receptoarele de radiodifuziune se obţine un compromis acceptabil adoptînd $p_{A0} > 4$. În acest caz se poate folosi cu suficientă precizie pentru practică, în locul relaţiei (2.20) (în cazul unui circuit de intrare cu un singur circuit acordat) următoarea relaţie:

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{ieş}}{m p_A} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr}} \tag{2.29}$$

iar în cazul unui circuit de intrare cu două circuite acordate:

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{ieş}}{m p_A} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{10}}\right)}\right]}. \tag{2.30}$$

Mărimea R_{LAc} nu influenţează practic asupra mărimii z_{Ac} şi prin urmare pentru $p_{A0} > 4$ practic nu influenţează asupra lui E_{Av}. La o valoare dată pentru p_A, se poate obţine micşorarea valorii E_{Av} prin micşorarea valorii F_{tr}.

Dacă recepţia se face cu antenă de ferită, pe care se găseşte bobina primului circuit acordat, atunci intensitatea cîmpului semnalului E_v pentru care se asigură la ieşirea receptorului MA un raport semnal/zgomot egal cu

Arhiva digitala SaDAng

$v_{ieș}$, poate fi găsită cu ajutorul formulelor: în cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat:

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ieș}}{mh_e} \sqrt{R_{c1} B_f F_{tr}} \tag{2.31}$$

în cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate:

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ieș}}{mh_e} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{10}}\right)}\right]}, \tag{2.32}$$

unde h_e = înălțimea efectivă a antenei.

În cazul recepției oscilațiilor MF, mărimile R_{Av} și E_v se pot găsi cu ajutorul formulelor date mai sus, la care se adaugă un factor multiplicator cu valoarea 0,58 ($f_{max\,AF}/\Delta f_{max}$), unde f_{max}. este frecvența maximă a benzii de trecere a blocului de joasă frecvență al receptorului; Δf_{max} — deviația maximă a frecvenței semnalului. Pentru aceasta trebuie considerat $B_{rec} = 2f_{max\,AF}$ și $m = \Delta f/\Delta f_{max}$, unde Δf este deviația de frecvență a semnalului, acceptată la măsurarea sensibilității. În consecință, pentru un circuit de intrare cu un singur circuit acordat:

$$E_{Av} = 10^{-10} \frac{v_{ieș}}{\Delta f} \sqrt{R_A f^3_{max\,AF} F_{in}}, \tag{2.33}$$

unde F_{in} se determină cu formula (2.21).

Coeficientul de zgomot al primului tranzistor depinde de valoarea rezistenței $r_{bb'}$ a cristalului care formează baza, de frecvența limită f_α, de regimul de lucru (componenta continuă a curentului i_e și tensiunea pe colector), de tipul etajului (de amplificare sau schimbător de frecvență), de frecvența de lucru și de admitanța $y_g = g_g + jb_g$ a generatorului pe care îl „simte" tranzistorul la bornele sale de intrare. În afara factorilor principali menționați, coeficientul de zgomot mai depinde de calitatea execuției tranzistorului. În toate cazurile se poate considera:

$$F_{tr} = B + \frac{C}{g_g} + Dg_g, \tag{2.34}$$

unde B, C și D sînt coeficienți ce depind de factorii enumerați mai sus.

Pentru o anumită valoare $b_g = b_{g\,opt}$, coeficientul C are o valoare minimă C_{min}. Coeficienții B și D nu depind de b_g.

Pentru $g_g = g_{g\,opt}$, unde:

$$g_{g\,opt} = \sqrt{\frac{C_{min}}{D}} \tag{2.35}$$

coeficientul de zgomot are valoarea minimă:

$$F_{tr\,min} = B + 2\sqrt{C_{min} D} \tag{2.36}$$

Pentru un tranzistor bun, cu zgomot mic, care funcționează în regim de amplificare, avînd conectată în circuitul de emitor o rezistență de reacție R_e, nesuntată de capacitate (se presupune schema cu emitorul comun) există relațiile:

$$B = 1 + 2(1 - \alpha_0 + h) + x^2\left(1 + \frac{p}{1 - \alpha_0}\right), \tag{2.37}$$

$$C = 39\, i_e\left(1 - \alpha_0 + \frac{x^2}{2}\right) + x b_g + D b_g^2 \tag{2.38}$$

$$D = (R_e + r_{bb'})\left\{1 + h + (1 - \alpha_0)\left(2 + \frac{1}{2h}\right) + x^2 + \right.$$

$$\left. + x^2\left[\frac{1}{2(1 - \alpha_0)} + 1 + \frac{1 - \alpha_0}{2h}\right]\right\} \tag{2.39}$$

unde α_0 este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului la frecvențele joase în schema cu baza comună și cu ieșirea în scurtcircuit; $x = f/f_\alpha$; f — frecvența de lucru;

$$h = 39\,(R_e + r_{bb'})\, i_e(1 - \alpha_0). \tag{2.40}$$

Dacă nu se cunoaște frecvența f_α ci frecvența maximă de oscilație f_{osc}, atunci se poate găsi:

$$f_\alpha = f_{osc}^2 \frac{30\, r_{bb'} C_c}{\alpha_0}, \tag{2.41}$$

unde C_c este capacitatea joncțiunii colector-bază.

Mărimile $b_{g\,opt}$ și C_{min} se determină cu formulele:

$$b_{g\,opt} = -\frac{x}{2D} \tag{2.42}$$

$$C_{min} = 39\, i_e\left(1 - \alpha_0 + \frac{x^2}{2}\right) - \frac{x^2}{4D} \tag{2.43}$$

Ultima formulă este suficient de exactă numai pentru $h > 1 - \alpha_0$; dacă însă $h < 1 - \alpha_0$ atunci ea poate fi folosită numai pentru $x^2 < 2h\,\frac{1 - \alpha_0}{1 - \alpha_0 - h}$.

Pentru un tranzistor bun care funcționează în regim de conversie, pentru $x \ll 1$ există relațiile:

$$B = 1 + 3\sqrt[3]{h^2} \tag{2.44}$$

$$C = \frac{h}{r_{bb'}} \tag{2.45}$$

$$D = r_{bb'}\left(\frac{1{,}5}{\sqrt[3]{h}} + 2{,}2\sqrt[3]{h} + 0{,}5\,\frac{1 - \alpha_0}{h}\right) \tag{2.46}$$

unde h se determină din formula (2.40) pentru $R_e = 0$.

Arhiva digitala SaDAng

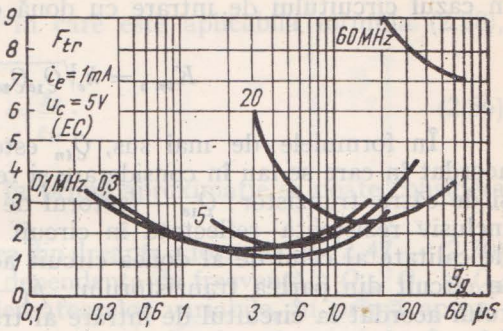


Fig. 2.3. Dependența coeficientului de zgomot de conductanța g_g.

Folosindu-se formulele de mai sus, pentru calculul F_{tr}, trebuie avut în vedere că ele dau rezultate suficient de apropiate de realitate, numai cu condiția ca valorile $r_{bb'}$ și f_α să fie cunoscute cu suficientă exactitate. Dacă în calcul se folosesc valorile $r_{bb'}$ maxim și f_α minim garantate pentru tranzistorul de tipul respectiv, se poate avea certitudinea că coeficientul efectiv de zgomot nu va fi mai mare ca cel calculat, cu excepția unor tranzistoare cu zgomot mare.

În locul formulelor de calcul, pentru determinarea valorilor F_{tr} și g_{gopt}, este mai bine să se folosească curbele obținute experimental (analoge cu cele arătate în fig. 2.3 pentru tranzistorul П403).

Pentru a obține un coeficient de zgomot mic, se recomandă să se aleagă $i_e = 0{,}5 - 1$ mA (uneori pentru frecvențele mai înalte pînă la 2,5 mA). Dependența lui F_{tr} de tensiunea de colector (pentru valori ale tensiunii de ordinul 1 — 10 V) este mică.

2.1.5. Coeficientul de transfer al circuitului de intrare

Coeficientul de transfer la rezonanță (pe frecvența de acord) $K_{in\,0}$ al circuitului de intrare (§ 2.1.1) se determină cu ajutorul formulelor de mai jos.

Cînd se lucrează cu antenă exterioară iar circuitul de intrare are un singur circuit acordat:

$$K_{in\,0} = p_A Q_{in} p_1; \tag{2.47}$$

dacă circuitul de intrare conține două circuite acordate (în ipoteza că ambele circuite acordate sînt identice):

$$K_{in\,0} = p_A \sqrt{Q_{1e} Q_{2e}} \cdot p_1 \frac{p}{1 + p^2}. \tag{2.48}$$

Cînd se lucrează cu antenă de ferită (magnetică), pe care se găsește bobina primului circuit acordat:

— în cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat

$$K_{in\,0} = h_e Q_{in} p_1; \tag{2.49}$$

în cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate:

$$K_{in\,0} = h_e \sqrt{Q_{1e} Q_{2e}} \cdot p_1 \frac{p}{1+p^2} \tag{2.50}$$

În formulele de mai sus, Q_{in} este factorul de calitate al circuitului acordat în care se iau în considerare și rezistențele reflectate de către antenă și de către tranzistor; Q_{1e} — factorul de calitate al primului circuit acordat inclusiv rezistența reflectată în circuit din partea antenei; Q_{2e} — factorul de calitate al celui de al doilea circuit acordat, inclusiv rezistența reflectată în circuit din partea tranzistorului; p_1 — coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de intrare al tranzistorului; celelalte notații sînt la fel cu cele precedente.

Valorile factorilor de calitate se calculează cu următoarele formule:

$$Q_{in} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{A0}} + g_{11} p_1^2 \rho_c Q} = \frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right)} \tag{2.51}$$

$$Q_{1e} = \frac{Q_1}{1 + \frac{1}{p_{A0}}} \tag{2.52}$$

$$Q_{2e} = \frac{Q_2}{1 + g_{11} p_1^2 \rho_c Q_2} = \frac{Q_2}{1 + \frac{1}{p_{10}}} = Q_2\left(1 - \frac{1+p^2}{1+p_{11}}\right), \tag{2.53}$$

în care Q, Q_1, Q_2 sînt factorii de calitate în gol ai circuitelor acordate; ρ_c — impedanța caracteristică a circuitului acordat; p_{11} — coeficientul de cuplaj dintre circuitul de intrare al tranzitostorului și circuitul acordat respectiv, în care s-a luat în considerare rezistența introdusă în el din partea circuitului de antenă sau a primului circuit acordat.

Coeficientul de cuplaj p_{11} este egal cu raportul dintre rezistența totală formată din rezistența proprie a circuitului acordat la care este conectat tranzistorul, plus rezistența introdusă în el din partea circuitului de antenă sau a primului circuit acordat și rezistența introdusă tot în el, din partea tranzistorului. În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat:

$$p_{11} = \frac{R_{in\,Ac} + R_c}{R_{in\,1}} = p_{10}\left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right). \tag{2.54}$$

În cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate:

$$p_{11} = p_{10}(1 + p^2) + p^2. \tag{2.55}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă se îndeplinesc condițiile în care este aplicabila formula (2.28), se poate considera:

$$p_{11} = \frac{g_g}{g_{11}}. \tag{2.56}$$

Dacă $p_{A0} \gg 1$ și $p_{10} \gg 1$, atunci în primă aproximație se poate considera $Q_{in} = Q$, $Q_{1e} = Q_1$, $Q_{2e} = Q_2$.

Toate mărimile ce intră în partea din dreapta a formulelor (2.47 — (2.50) depind de frecvența de acord. Dar dependența de frecvență a Q_{in}, Q_{1e} și Q_{2e} în cazul acordului cu ajutorul condensatoarelor variabile, în primă aproximație, poate fi neglijată; dependența de frecvență a raportului $\frac{p}{1+p^2}$ de asemenea nu este esențială.

Un rol esențial îl joacă numai dependențele de frecvență ale valorilor p_A și p_1.

Dependența lui p_A de frecvență este determinată de caracterul antenei echivalente și de felul cuplajului cu circuitul acordat. În tabelul 2.1 sînt date formulele pentru calculul lui p_A și graficele care arată tendința de variație a lui p_A în funcție de frecvența de acord f_0 pentru diferite feluri de cuplaj și antene echivalente, formate din C_A și R_A legate în serie. Dacă drept antenă echivalentă se folosește o rezistență, atunci trebuie considerat $C_A = \infty$.

În unele formule, frecvența este dată în formă indirectă prin capacitatea totală C_t a circuitului acordat sau capacitatea condensatorului de acord C_v.

Prin k_{Ac} se înțelege coeficientul de cuplaj între bobinele L_{Ac} și L_c.

Coeficienții de lungire (K_{lung}) și de scurtare (K_{scurt}) în cazul cuplajului prin transformator sînt egali cu:

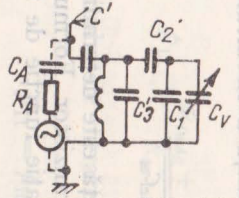
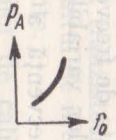
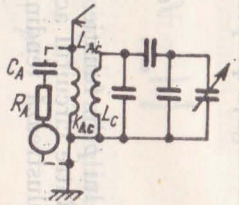
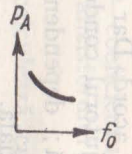
$$\left.\begin{aligned} K_{lung} &= \frac{f_{min}}{f_{0A}} \\ K_{scurt} &= \frac{f_{0A}}{f_{max}} \end{aligned}\right\} \tag{2.57}$$

unde f_{0A} este frecvența proprie de rezonanță a circuitului de antenă

$$f_{0A} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Ac}C_A}}. \tag{2.58}$$

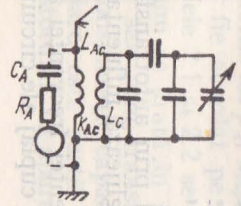
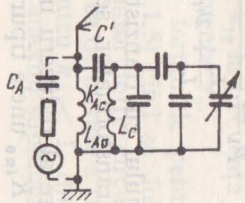
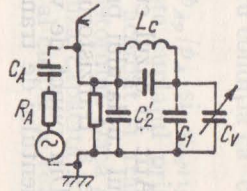
Variația lui p în funcție de frecvență este determinată de tipul cuplajului adoptat între circuitul acordat și tranzistor. Formulele și graficele respective, care ilustrează tendința de variație funcție de frecvență, sînt date în tabelul 2.2.

Tabelul 2.1

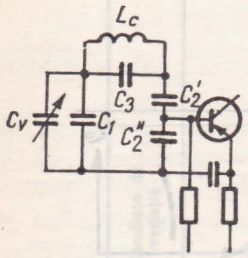
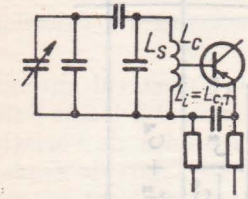
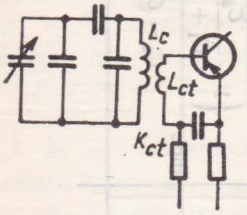
Schema	Condiții suplimentare	p_A	Tendințe de variație	$\frac{p_{Ap}}{p_A}$
	$\frac{C_A + C'}{2\pi f_0 C_A C'} \gg R_A$	$\frac{C'_A}{C_t}$ unde $C'_A = \frac{C_A C'}{C_A + C'}$		1
	$C_A \neq \infty$ Regim de „lungire"	$K_{Ac}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{K^2_{lung}}\left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)}$		$\frac{K^2_{lung} - \left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}{K^2_{lung} - \left(\frac{f_{min}}{f_p}\right)^2}$
	$C_A \neq \infty$ Regim de „scurtare"	$K_{Ac}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K^2_{scurt} - 1}$		$\frac{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K^2_{scurt} - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_p}\right)^2 K^2_{scurt} - 1}$

Arhiva digitala SaD.Ang

Tabelul 2.1 (continuare)

Schema	Condiții suplimentare	p_A	Tendințe de variație	$\frac{p_{Ap}}{p_A}$
	$C_A = \infty$	$K_{Ac}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}}} \times \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{R_A}{2\pi f_0 L_{Ac}}+\frac{1}{Q_{LAc}}\right)^2}}$		$\sqrt{\frac{1+\left(\frac{R_A}{2\pi f_0 L_{Ac}}+\frac{1}{Q_{LAc}}\right)^2}{1+\left(\frac{R_A}{2\pi f_p L_{Ac}}+\frac{1}{Q_{LAc}}\right)^2}}$
	$C_A \neq \infty$ Regim de „lungire" Capacitatea C' mică	$p_{A\,lung}\left(1+\frac{C'}{C_t K_{Ac}}\sqrt{\frac{L_{Ac}}{L_c}}\right)$ unde $p_{A\,lung}$ este valoarea p_A găsită pentru $C' = 0$		La fel ca la cuplaj prin transformator, în regim de „lungire".
	$\frac{1}{2\pi f_0 C_A} R_A$	$\frac{C_A}{\left(1+\frac{C_3}{C_1+C_v}\right)C_2+C_3}$ unde $C_2 = C'_2 + C_A$		1

Tabelul 2.2

Schema	p_1	Tendința de variație	$\frac{x_{cupl\ 1p}}{x_{cupl\ 1}}$
	$\frac{1}{4\pi f_0^2 C_2'' L_c}$		$\frac{f_0}{f_p}$
	$K_{ct}\sqrt{\frac{L_{ct}}{L_c}}$	Constant	$\frac{f_p}{f_0}$
			

Cînd cuplajul circuitului acordat cu tranzistorul este realizat prin autotransformator, prin k_{ct} se înțelege coeficientul de cuplaj dintre partea inferioară a bobinei $L_i = L_{ct}$ și bobina întreagă; dacă în locul lui se cunoaște coeficientul de cuplaj k_{is} între L_i și partea superioară a bobinei L_s atunci:

$$p_1 = \frac{1 + k_{is}\sqrt{\frac{L_s}{L_i}}}{\frac{L_s}{L_i} + 2k_{is}\sqrt{\frac{L_s}{L_i}}}. \qquad (2.59)$$

Atît în cazul cuplajului cu tranzistorul prin autotransformator, cît și în cazul cuplajului prin transformator, se neglijează influența capacității de intrare a tranzistorului.

Din punct de vedere al reducerii influenței frecvenței asupra mărimii coeficientului de transfer $K_{in\,0}$ unele tipuri de cuplaj ale circuitului cu antena

Arhiva digitala SaDAng

și cu tranzistorul, nu sînt avantajoase; în această categorie intră cuplajul capacitiv exterior cu antena și cuplajul prin transformator cu tranzistorul. Trebuie alese acele tipuri de cuplaje la care variațiile p_A și p_1 în funcție de frecvență sînt de sensuri opuse.

Înălțimea efectivă a antenei de ferită (magnetică) h_e este proporțională cu frecvența.

2.1.6. Formulele pentru calculul atenuării canalelor suplimentare de recepție

Avînd în vedere influența care se datorește tipului de cuplaj folosit între circuitele acordate cu circuitul de antenă, pe de o parte și tranzistorul, pe de alta, atenuarea relativă pe care o introduce circuitul de intrare, acordat pe frecvența f_0, asupra semnalelor perturbatoare avînd frecvența f_p, în cazul recepției cu antenă exterioară, poate fi găsită cu ajutorul formulelor:

— în cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat:

$$\frac{1}{y_p} = 10\lg(1 + \xi_p^2) - 20\lg\left|\frac{p_{Ap}}{p_A}\right| - 20\lg\left|\frac{x_{cupl\,1p}}{x_{cupl\,1}}\right| \text{[dB]}; \tag{2.60}$$

în cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate, atenuarea pentru frecvențele f_p care diferă de frecvența de acord cu mai mult decît de două ori lărgimea benzii de trecere, admițînd $Q_{1e} = Q_{2e} = Q_e$ este:

$$\frac{1}{y_p} = 10\lg\left[(1 + p^2\frac{x_{12p}^2}{x_{12}^2} - \xi_p^2)^2 + 4\xi_p^2\right] - 20\lg\left|\frac{x_{12p}}{x_{12}}\right| - 20\lg\left|\frac{p_{Ap}}{p_A}\right| -$$

$$- 20\lg\left|\frac{x_{cupl\,1p}}{x_{cupl\,1}}\right| - 20\lg\begin{cases}(1 + p^2)\ \text{[dB]}, & \text{dacă } p \leqslant 1\\ 2p\ \text{[dB]}, & \text{dacă } p \geqslant 1,\end{cases} \tag{2.61}$$

unde

$$\xi_p = Q'\left(\frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p}\right); \tag{2.62}$$

$Q' = Q_{in}$ pentru circuitul cu un singur circuit acordat și
$Q' = Q_e$ pentru circuitul cu două circuite acordate;

$x_{cupl\,1}$ și x_{12} sînt reactanțele de cuplaj dintre al doilea circuit oscilant și tranzistor și respectiv dintre primul circuit acordat și al doilea; p_{Ap}, $x_{cupl\,1p}$ și x_{12p} — sînt valorile lui p_A, $x_{cupl\,1}$ și x_{12} la frecvența f_p, cu condiția ca circuitul de intrare să fie acordat pe frecvența f_0.

În tabelele 2.1 și 2.2 se dau formulele pentru p_{Ap}/p_A și $x_{cupl\,1p}/x_{cupl\,1}$.

După cum se arată în (§ 2.1.5) cînd se folosește cuplajul prin autotransformator sau prin transformator între circuitul acordat și tranzistor, nu se ia în considerație capacitatea de intrare a tranzistorului. Dacă $k_{ct} = 1$, această neglijare este justă. Pentru $k_{ct} < 1$, din cauza capacității de intrare a tranzistorului, va apare un maxim suplimentar al curbei de rezonanță (§ 2.1.7).

Formulele (2.60) și (2.61) sînt obținute în ipoteza că între antenă și tranzistor nu există alt cuplaj decît cel datorit inductanțelor din primul și al doilea circuit acordat (în cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate) și că nu există cuplaj prin capacitățile bobinelor și prin alte capacități în paralel cu ele. În cazul că un asemenea cuplaj există, atenuările găsite cu formulele menționate pot fi mult mai mari. De aceea, pentru a nu greși trebuie ca pe lîngă calculul efectuat cu ajutorul formulelor de mai sus, să se stabilească valoarea acelei atenuări relative $1/y_{ind}$ care s-ar obține, dacă pentru semnale cu frecvența f_p a avut loc o întrerupere în bobine și a rămas numai cuplajul realizat nu de inductanțe ci de către capacități. Dacă calculul cu formulele (2.60) și (2.61) dă atenuări mai mari ca $1/y_{ind}$, atunci trebuie considerat $1/y_p = 1/y_{ind}$.

În cazul particular al unui circuit de intrare cu un singur circuit acordat cuplat capacitiv exterior cu antena și capacitiv interior cu tranzistorul, se poate considera:

$$\frac{1}{y_{tnd}} = 20 \lg Q_{tn} \frac{C_t}{C_3} [\text{dB}], \tag{2.63}$$

unde C_t este capacitatea totală a circuitului acordat; C_3 — suma următoarelor capacități: capacitatea proprie a bobinei, capacitatea parazită derivație a montajului și capacitățile tuturor condensatoarelor conectate în paralel cu bobina.

Cînd circuitul oscilant este cuplat cu circuitul de antenă prin transformator, iar cu tranzistorul prin transformator sau autotransformator, formula (2.60) nu ține seama de inductanța mutuală dintre bobina de cuplaj L_{Ac}, introdusă în circuitul de antenă și bobina L_{ct}, conectată la circuitul de intrare al tranzistorului. Formula (2.61) nu ține seama de cuplajul direct prin inductanța mutuală dintre L_{Ac} și al doilea circuit acordat.

Pentru a ține seama de inductanța mutuală dintre L_{Ac} și L_{ct} trebuie adăugat părții din dreapta din relația (2.60) termenul d_1:

$$d_1 = -20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{Ac} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_p^2} \right) \right|, \tag{2.64}$$

unde: k_{At}, k_{Ac} și k_{ct} — sînt coeficienții de cuplaj respectivi între bobinele L_{Ac} și L_{ct}, L_{Ac} și L_c, L_c și L_{ct}.

Dacă cuplajele sînt alese astfel încît $k_{At} = k_{Ac} k_{ct}$, atunci termenul menționat se transformă în $-20 \lg f_0^2/f_p^2$. În principiu este posibil să se aleagă cuplajele astfel încît pentru un raport dat al frecvențelor f_0/f_p, acest termen să se transforme în $-20 \lg 0 = \infty$, ceea ce reprezintă o atenuare infinit de marea semnalelor perturbatoare respective. În practică însă nu este posibil să se conteze pe o asemenea atenuare atît din cauza imposibilității menținerii precise a raporturilor necesare din relație, cît și datorită influenței cuplajelor capacitive parazite.

Arhiva digitala SaDAng

Influența cuplajului inductiv direct dintre L_{Ac} și al doilea circuit acordat al circuitului de intrare cu două circuite acordate poate fi neglijată, înmulțind componenta inductivă x_{12p} din relația (2.61) cu factorul D_1:

$$D_1 = 1 - \frac{k_{A2}}{K_{Ac}k_{12}}\left(1 - \frac{f_0^2}{f_p^2}\right) \tag{2.65}$$

unde: k_{A2}, k_{Ac} și k_{12} sînt respectiv coeficienții de cuplaj dintre bobinele L_{Ac} și al doilea circuit acordat, dintre L_{Ac} și primul circuit acordat, dintre primul și al doilea circuit acordat.

În cazul recepției cu antenă magnetică, rămîn în vigoare relațiile: (2.60) și (2.61) înlocuind în ele p_{Ap}/p_A, prin f_p/f_0.

Pentru un circuit de intrare cu antenă de ferită și cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin transformator sau prin autotransformator, trebuie luată în considerare influența directă a cîmpului semnalului asupra L_{ct}; această luare în considerare se reduce la adăugirea în partea din dreapta a relației (2.60) a termenului d_2:

$$d_2 = 20 \lg \left| 1 - \frac{m_{ct}}{mk_{ct}}\left(1 - \frac{f_0^2}{f_p^2}\right)\right|, \tag{2.66}$$

unde $m_{ct} = h_{ect}/\sqrt{L_{ct}}$; $m = h_e/\sqrt{L_c}$; h_{ect} — înălțimea efectivă a bobinei L_{ct} ca antenă; k_{ct} — coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_c și L_{ct}. Pentru $m_{ct} = mk_{ct}$, acest termen se transformă în $-20 \lg f_0^2/f_p^2$. În principiu, în acest caz este posibil să se realizeze o atenuare infinit de mare pentru un anumit raport f_0/f_p.

2.1.7. Micșorarea influenței rezonanței suplimentare a circuitului de intrare

Cînd cuplajul dintre circuitul acordat și tranzistor este realizat prin transformator sau prin autotransformator, bobina de cuplaj împreună cu capacitatea de intrare a tranzistorului formează un circuit acordat parazit, acordat pe frecvența $f_{0\,par}$, situată deasupra gamei de lucru. Ca urmare, curba de rezonanță a circuitului de intrare capătă un maxim (un vîrf) suplimentar pe frecvența f_{0s}.

Dacă $f_{0\,par} \gg f_0$, atunci în prima aproximație se poate considera

$$f_{0s} = f_{0\,par}\frac{1}{\sqrt{1 - k_{ct}^2}}.$$

În unele cazuri de acord al receptorului, este posibil ca frecvența unuia dintre canalele suplimentare de recepție să coincidă cu frecvența f_{0s}, ceea ce duce la o scădere mare a atenuării (selectivității) față de acest canal.

Acest lucru trebuie avut în vedere în special în gamele UL și UM la care canalul suplimentar cu sensibilitate scăzută se găsește plasat în gama US.

În gamele de UL și UM se folosește la schimbătorul de frecvență o frecvență de semnal mai mare decît frecvența oscilatorului. În acest caz ($f_s > f_{osc}$) frecvențele semnalelor suplimentare de recepție se determină cu formula:

$$f_{os} = \frac{m}{n} f_0 + \frac{m \pm 1}{n} f_i,$$

unde m și n sînt numerele armonicilor oscilatorului local și a semnalului perturbator, datorită cărora se formează canalul suplimentar respectiv.

Pentru orice valoare a lui m, la creșterea valorii n, corespunde o scădere a f_{os}, astfel că frecvența cea mai mare a canalului suplimentar de recepție cu indicele m pentru gama respectivă, este egală cu:

$$f_{os\,max} = m f_{max} + (m + 1) f_i.$$

Cu creșterea valorii m, panta de conversie pentru armonica respectivă a oscilatorului local se micșorează, astfel încît canalele de recepție suplimentare devin mai puțin periculoase.

Dacă asigurăm condiția:

$$f_{os} > m_1 f_{max} + (m_1 + 1) f_i, \tag{2.67}$$

vom înlătura importanța canalelor suplimentare cu indicii $m \leqslant m_1$. În cazul folosirii cuplajului prin transformator sau autotransformator între tranzistoare și circuitul acordat, se poate obține creșterea lui f_{os} prin micșorarea inductanței bobinei de cuplaj (crește $f_{0\,par}$) și apropierea valorii k_{ct} de unitate. Micșorarea inductanței bobinei de cuplaj pentru un k_{ct} dat, duce la micșorarea cuplajului ceea ce, începînd de la o anumită valoare, duce la reducerea sensibilității (creșterea coeficientului de zgomot). Apropierea valorii k_{ct} de unitate, duce la creșterea cuplajului, ceea ce permite ca păstrînd cuplajul anterior, să se micșoreze suplimentar inductanța bobinei. Din această cauză, coeficientul de cuplaj trebuie realizat cît mai aproape de unitate, atît cît este posibil din considerente constructive.

Cînd între tranzistor și circuitul acordat se folosește un cuplaj capacitiv interior, din cauza inductanței firelor de legătură se formează, de asemenea, un circuit acordat parazit și un vîrf suplimentar al curbei de rezonanță a circuitului de intrare pe frecvența $f_{os} > f_{0\,par}$ dar din cauza inductanței relativ mici a firelor, această frecvență devine mult mai ridicată ca în cazul cuplajului prin transformator, din care cauză vîrful suplimentar este mai puțin periculos. Din acest punct de vedere, cuplajul capacitiv interior este de preferat celui prin transformator sau prin autotransformator.

La receptoarele cu antenă de ferită (avînd pe ea bobina primului circuit acordat) cînd se folosește cuplaj prin transformator între tranzistor și circuitul acordat, situația se complică prin aceea că bobina de cuplaj se înfășoară pe aceeași bară de ferită ca și bobina principală, iar coeficientul de cuplaj k_{ct} devine relativ mic (față de unitate). Această situație face și mai indicată folosirea cuplajului capacitiv interior între tranzistor și circuitul acordat.

Arhiva digitala SaDAng

2.1.8. Banda de trecere a circuitului de intrare

Micșorarea benzii de trecere a circuitului de intrare mărește atenuarea relativă a canalelor suplimentare de recepție, adică îmbunătățește selectivitatea receptorului. Dar micșorarea ei peste măsură, poate duce la micșorarea benzii de trecere a receptorului în ansamblu și prin urmare, la înrăutățirea fidelității redării.

În gama de US, preselectorul are o bandă de trecere mult mai mare decît banda de trecere a blocului de frecvență intermediară și nu are o influență însemnată asupra curbei de rezonanță a receptorului. De aceea în acest caz se poate micșora banda de trecere a circuitului de intrare fără pericol că aceasta va duce la o micșorare însemnată a benzii de trecere a receptorului în ansamblu.

Micșorarea benzii de trecere a circuitului de intrare se obține prin creșterea factorului de calitate al circuitului oscilant precum și prin micșorarea cuplajului lui cu antena și cu tranzistorul. Creșterea factorului de calitate duce totodată la micșorarea coeficientului de zgomot și la creșterea coeficientului de transfer; de aceea această soluție este avantajoasă și este limitată practic numai de considerentele constructive și de cele economice. Micșorarea cuplajelor duce la creșterea coeficientului de zgomot și la micșorarea coeficientului de transfer; de aceea în acest caz este necesar un compromis bine gîndit.

Pentru proiectare, este bine să se stabilească valoarea admisă a coeficientului de lărgire a benzii de trecere a circuitului de intrare B_{in} în comparație cu banda de trecere proprie (de gol) B_c, a circuitului oscilant:

$$S_{in} = \frac{B_{in}}{B_c}. \tag{2.68}$$

Creșterea valorii S_{in}, duce la înrăutățirea selectivității, iar scăderea ei duce la creșterea F_{in} și la micșorarea $K_{in\,0}$. De regulă, este bine să se aleagă $S_{in} = 1{,}26 - 2$.

Mărimea S_{in} este corelată cu coeficienții de cuplaj p_{A0} (rel. (2.23) și p_{11} (rel 2.54) prin relația:

$$S_{in} = \left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right). \tag{2.69}$$

Pentru ca la o valoare dată, să nu se depășească valoarea stabilită pentru S_{in}, coeficientul p_{11} trebuie să îndeplinească condiția:

$$p_{11} \geqslant p_{11s}, \tag{2.70}$$

unde p_{11s} este cea mai mică valoare admisă pentru S_{in} și p_{A0} date:

$$p_{11s} = \frac{1 + p_{A0}}{(S_{in} - 1)\,p_{A0} - 1}. \tag{2.71}$$

Pentru valori S_{in} și p_{11} alese, valoarea lui p_{A0} se află cu relația:

$$p_{A0} = \frac{1 + p_{11}}{(S_{in} - 1)\, p_{11} - 1}. \tag{2.72}$$

Cea mai mică valoare a coeficientului de zgomot la un circuit de intrare cu un singur circuit acordat (considerat împreună cu primul tranzistor), pentru o valoare S_{in} dată, în cazul lucrului cu antenă exterioară se obține dacă:

$$p_{11} = \frac{1}{S_{in} - 1} + \sqrt{\frac{1}{(S_{in} - 1)^2} + \frac{Bg_{11} + (S_{in} - 1)\, C_{min}}{(S_{in} - 1)\, Dg_{11}^2}}, \tag{2.73}$$

unde B, C_{min} și D se determină cu formulele din § 2.1.4.

Dacă $S_{in} \gg 1$, atunci coeficientul de cuplaj, determinat din relația (2.73), se apropie de valoarea p_{11F}, la care coeficientul de zgomot al tranzistorului este minim:

$$p_{11F} = \frac{1}{g_{11}} \sqrt{\frac{C_{min}}{D}} = \frac{g_{g\,opt}}{g_{11}}, \tag{2.74}$$

unde $g_{g\,opt}$ se determină din relația (2.35).

Dacă $S_{in} - 1 \ll 1$, atunci în locul relației (2.73) se poate lua:

$$p_{11} = \frac{2}{S_{in} - 1}. \tag{2.75}$$

Cel mai mare coeficient de transfer al circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, pentru o valoare a lui S_{in} dată, în cazul lucrului cu antena deschisă, se obține dacă:

$$p_{A0} = \frac{2}{S_{in} - 1} \tag{2.76}$$

$$p_{11} = \frac{S_{in} + 1}{S_{in} - 1} \tag{2.77}$$

În cazul cînd $S_{in} - 1 \ll 1$, relația (2.77) coincide practic cu relația (2.75), adică cuplajele care asigură cel mai mare coeficient de transfer, pentru valoarea S_{in} dată asigură în același timp și cel mai mic coeficient de zgomot.

Pe unde medii și lungi banda de trecere a preselectorului este comparabilă cu banda de trecere a blocului de frecvență intermediară și pentru a evita îngustarea (nedorită) a benzii de trecere totale a receptorului, trebuie urmărit ca banda de trecere a preselectorului să nu fie mai mică decît o anumită valoare admisă.

În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat din receptoarele fără ARF, cel mai mare coeficient de amplificare al circuitului de intrare și un coeficient de zgomot aproape minim se obțin dacă se ia pentru circuitul acordat un factor de calitate Q constructiv (de gol) cît mai mare; se

Arhiva digitala SaDAng

determină în acest caz coeficientul necesar de lărgire a benzii de trecere la frecvența minimă din gamă cu formula:

$$S_{in} = \frac{B_{min\ pres} Q}{f_{min}} \tag{2.78}$$

după care se aleg p_{A0} și p_{11} cu ajutorul formulelor (2.76) și (2.77).

Dacă în receptor există un ARF aperiodic și un circuit de intrare cu două circuite acordate, este bine ca pentru mărirea selectivității la o bandă minimă de trecere necesară, să se facă cuplaj combinat între primul și al doilea circuit acordat, astfel ca $x_{12} \approx$ const și $p \approx$ const. f_0. În acest caz, în limitele $0{,}7 < p < 2$ se poate considera:

$$B_{pres} = 1{,}4\, p B_{ce}, \tag{2.79}$$

unde B_{ce} este banda de trecere a circuitului acordat echivalent (adică banda primului circuit acordat, în care se ia în considerare reflexia de rezistență din partea antenei și din partea celui de al doilea circuit acordat, în care se ia în considerare rezistența introdusă de către tranzistor).

Avantajul alegerii unui asemenea cuplaj constă în aceea că banda de trecere a circuitului de intrare devine practic independentă de frecvență, dar numai cu condiția ca banda de trecere a fiecăruia dintre circuitele acordate echivalente să varieze proporțional cu frecvența de acord. Rezistențele introduse în circuitele acordate din partea antenei și a tranzistorului pot influența în măsură importantă această dependență și de aceea ele nu trebuie să fie prea mari.

Cuplajul primului circuit acordat cu antena, de regulă este slab, pe considerentul expus în § 2.1.9. Cuplajul celui de-al doilea circuit acordat cu tranzistorul nu trebuie să fie prea mare dat fiind coeficientul admisibil de lărgire a benzii de trecere a acestui circuit acordat datorită rezistenței introduse în circuit din partea tranzistorului. Se poate recomanda $S_{in} = 1{,}2—1{,}4$. Pentru ca coeficientul de lărgire a benzii de trecere a celui de al doilea circuit acordat să nu depășească S_{in} trebuie îndeplinită condiția (2.70), iar valoarea p_{11s} se determină în acest caz cu formula:

$$p_{11s} = \frac{1 + p^2 S_{in}}{S_{in} - 1}. \tag{2.80}$$

Dacă se lucrează cu antenă magnetică pe care se găsește bobina primului circuit acordat, totdeauna este avantajos ca factorul de calitate propriu (de gol) al acestui circuit să fie cît mai mare. Cel mai mare coeficient de transfer și cel mai mic coeficient de zgomot al circuitului de intrare se asigură în acest caz alegînd:

$$p_{11} = \frac{1}{S_{in} - 1}. \tag{2.81}$$

În gama UUS-MF, dacă circuitul de intrare este echipat cu un circuit de intrare cu acord fix (fără acord variabil) care acordă „dintr-o dată" întreaga gamă este necesară valoarea:

$$S_{in} = \frac{2Q(f_{max} - f_{min})}{f_{max} + f_{min}}. \tag{2.82}$$

Constructiv, factorul de calitate Q trebuie făcut cît mai mare. În acest ca. se obține $S_{in} \gg 1$, iar cuplajul trebuie ales conform relațiilor (2.74) și (2.72). În toate cazurile este posibil ca valorile găsite pentru cuplaje cu formulele din acest paragraf, să fie inacceptabile față de considerentele expuse în § 2.1.9. și 2.1.10.

2.1.9. Reducerea influenței variațiilor parametrilor antenei asupra acordului circuitului de intrare

Variația parametrilor antenei duce la variația frecvenței de acord a circuitului de intrare (a primului circuit acordat) cu o valoare oarecare Δf. Pentru a evita micșorarea selectivității și sensibilității, trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{\Delta f}{B_c} \leqslant \xi_{\Delta f} \tag{2.83}$$

(se poate recomanda în funcție de gama de lucru $\xi_{\Delta f} = 0{,}1 - 0{,}5$).

Dacă antena echivalentă este formată dintr-o rezistență R_A și o capacitate ce variază în limitele $C_{A\,med} - \Delta C_A \leqslant C_A \leqslant C_{A\,med} + C_A$, atunci în cazul cuplajului prin transformator între antenă și primul circuit acordat, pentru îndeplinirea condiției (2.83) trebuie ca mărimea coeficientului de cuplaj k_{Ac} dintre bobina de cuplaj conectată în circuitul de antenă și bobina primului circuit acordat, să satisfacă condiția:

$$K_{Ac} \leqslant K_{\Delta f} \tag{2.84}$$

unde, în funcție de regimul adoptat:

$$\left.\begin{aligned} K_{\Delta f} &= \sqrt{\frac{4\,\xi_{\Delta f}}{Q} \cdot \frac{(K_{lung}^2 - 1)\,(\gamma^2 K_A^2 K_{lung}^2 - 1)}{(K_A^2\gamma^2 - 1)\,K_{lung}^2}} \quad \text{pentru antenă „lungită"} \\ K_{\Delta f} &= \sqrt{\frac{Q}{4\,\xi_{\Delta f}} \cdot \frac{\gamma^2(K_A^2 - 1)\,K_{scurt}'^2 + \gamma^2 - 1}{(K_{scurt}'^2 - 1)\,(\gamma^2 K_A^2 K_{scurt}'^2 - 1)}} \quad \text{pentru antena „scurtată"} \end{aligned}\right\} \tag{2.85}$$

unde

$$K_A^2 = \frac{C_{A\,med} + C_A}{C_{A\,med} - C_A} \tag{2.86}$$

$$K_{scurt}^{12} = \frac{K_{scurt}^2}{1 - K_{\Delta f}^2} \tag{2.87}$$

K_{lung} și K_{scurt} — sînt coeficienții de „lungire" și „scurtare".

Arhiva digitala SaDAng

În cazul cînd între antenă și primul circuit acordat există cuplaj capacitiv exterior, pentru îndeplinirea condiției (2.83), trebuie ca capacitatea C' prin care antena se conectează la circuitul acordat, să îndeplinească condiția:

$$C' \leqslant C'_{\Delta f} = C_{A\,med}\left(\sqrt{\frac{Q\Delta C_A}{2\xi_{\Delta f}C_{t\,min}}} - 1\right)^{-1}, \tag{2.88}$$

unde $C_{t\,min}$ este capacitatea minimă a circuitului acordat.

2.1.10. Reducerea influenței variației conductanței de intrare a tranzistorului asupra acordului și benzii de trecere a circuitului de intrare

Datorită reacției care are loc în tranzistor, admitanța de intrare a tranzistorului y_{in}, cînd acesta se găsește introdus într-o schemă, nu este egală cu admitanța sa de intrare în regim de scurtcircuit la ieșire $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$ (sau $y_{11c} = g_{11c} + jb_{11c}$ în regim de conversie). Dacă însă este îndeplinită condiția de realizare a influenței minime a reacției, atunci se poate face calculul în ipoteza că $y_{in} = y_{11}$.

Admitanța $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$, poate diferi la o anumită frecvență dată de valoarea nominală, avută în vedere la calcul datorită, pe de o parte, faptului că tranzistoarele (chiar de același tip) nu sînt identice, iar pe de altă parte, datorită variațiilor regimului de lucru (a tensiunilor continui și curenților) și temperaturii mediului ambiant. Ca o consecință a acestor influențe, se produce variația frecvenței de acord și a mărimii benzii de trecere a circuitului de intrare.

Trebuie de asemenea avute în vedere și variațiile g_{11} și $C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi f}$ $\left(\text{sau } L_{11} = -\frac{1}{2\pi f b_{11}}\right)$, datorite variațiilor frecvenței de acord.

Pentru ca la variații ale valorii g_{11} în limitele $\pm \Delta g_{11}$ într-un sens sau altul față de valoarea nominală, variația relativă a benzii de trecere a circuitului acordat echivalent să nu depășească valoarea ξ_B (se poate recomanda în funcție de gama de lucru, $\xi_B = 0{,}1 - 0{,}3$) trebuie îndeplinită condiția:

$$p_{11} \geqslant p_{11B}, \tag{2.89}$$

unde

$$p_{11B} = \begin{cases} \dfrac{1}{\xi_B}\delta g_{11} - 1 & \text{pentru circuitul de intrare cu un singur circuit acordat} \\ \dfrac{1}{\xi_B}\delta g_{11}(1 + p^2) - 1 & \text{pentru circuitul de intrare cu două circuite acordate} \end{cases} \tag{2.90}$$

$$\delta g_{11} = \frac{\Delta g_{11}}{g_{11}} \tag{2.91}$$

Pentru ca la variațiile valorii b_{11} în limitele $\pm \Delta b_{11}$ într-un sens sau altul față de valoarea nominală variația frecvenței de acord a circuitului acordat echivalent Δf să nu depășească valoarea stabilită de relația (2.83), trebuie îndeplinită condiția

$$p_{11} \geqslant p_{11B} \tag{2.92}$$

unde

$$p_{11B} = \begin{cases} \dfrac{1}{2\xi_B} \delta b_{11} |\operatorname{tg} \varphi_{11}| - 1 & \text{pentru circuitul de intrare cu un singur circuit acordat} \\ \dfrac{1}{2\xi_B} \delta b_{11} |\operatorname{tg} \varphi_{11}| (1 + p^2) - 1 & \text{pentru circuitul de intrare cu două circuite acordate.} \end{cases} \tag{2.93}$$

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_{11} &= \frac{b_{11}}{g_{11}} \\ \delta b_{11} &= \frac{\Delta b_{11}}{|b_{11}|} \end{aligned}\right\} \tag{2.94}$$

2.1.11. Date inițiale și ordinea generală de calcul a circuitului de intrare

La baza calculului circuitului de intrare pentru fiecare gamă a receptorului, se găsesc următoarele date inițiale:

1. Parametrii antenei echivalente cu antena exterioară;
2. Frecvențele nominale limită ale gamei $f_{min\,n}$ și $f_{max\,n}$ și frecvența intermediară a receptorului f_i;
3. Valoarea minimă a benzii de trecere a preselectorului (pentru gamele UL și UM);
4. Valorile limită ale capacității condensatorului variabil de acord $C_{v\,min}$ și $C_{v\,max}$ și neuniformitatea N_v (pentru gamele US extinse);
5. Componenta continuă a curentului de emitor de la primul tranzistor i_e. Componentele activă și reactivă ale admitanței de intrare pentru acest curent, g_{11} și b_{11} (sau g_{11c} și b_{11c} în cazul cînd primul etaj este de conversie). Abaterile relative ale acestor admitanțe față de valorile nominale δg_{11} și δb_{11}. Valorile α_0, $r_{bb'}$, și f_α sau curbele experimentale de variație a lui F_{tr} în funcție de g_g, pentru i_e dat.

Pentru gamele cu coeficient mare de acoperire, g_{11} și b_{11} trebuie să fie date pentru frecvențele limită, iar pentru gamele cu coeficient mic de acoperire este suficientă cunoașterea lor la o frecvență mijlocie din gamă.

6. Factorul de calitate Q_{max} ce se poate realiza constructiv la circuitul acordat.

7. Capacitățile parazite ale schemei: capacitatea montajului C_m și capacitatea bobinei C_L.

Arhiva digitala SaDAng

Ordinea de calcul pentru proiectarea de detaliu, depinde de gamă și de schema circutului de intrare. În general, mai întîi se găsesc, de obicei, valorile minime ale coeficienților de cuplaj dintre tranzistor și circuitul acordat p_{11}, admise din diferite puncte de vedere și se aleg cele mai mari dintre ele (cuplaj minim). Apoi se află parametrii elementelor circuitului acordat, care asigură acoperirea de gamă necesară precum și valoarea stabilită pentru p_{11}. Apoi se determină cuplajul admisibil dintre circuitul osciliant și antenă și se află parametrii elementelor de cuplaj. În fine, se află indicii principali ai circuitului de intrare calculat: K_{tno} și B_{tn}, coeficientul de zgomot al tranzistorului, F_{tr}, și atenuările relative ale canalelor suplimentare de recepție. Folosind valoarea orientativă a lărgimii benzii de trecere a receptorului, B_{rec}, se afla valoarea E_{Av} sau E_v (așa-numita sensibilitate reală a receptorului). Dacă este necesar se calculează curba de rezonanță a circuitului de intrare.

2.2. Calculul circuitului de intrare pentru lucrul cu antenă exterioară în gamele de UL și UM

2.2.1. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cu cuplaj capacitiv exterior cu antena

În fig. 2.4. se arată schema de principiu a circuitului de intrare ce urmează a fi calculat. Tranzistorul poate lucra atît în regim de amplificare, cît și în regim de conversie. Ordinea calculelor este următoarea.

Determinăm valorile minime ale coeficientului de cuplaj dintre circuitul acordat și tranzistor, p_{11}, pentru care:

a) variația relativă posibilă a componentei active a admitanței de intrare a tranzistorului δg_{11}, duce la o variație relativă a lățimii benzii de tre-

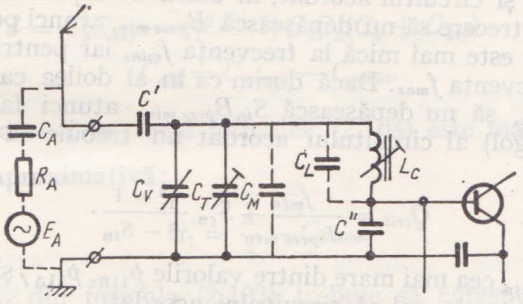


Fig. 2.4. Schema circuitului de intrare cu un circuit acordat, cuplat cu antena exterioară prin cuplaj capacitiv exterior.

cere a circuitului de intrare, care să nu depășească ξ_B (se recomandă $\xi_B = 0{,}1 - 0{,}2$):

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} - 1; \tag{2.95}$$

b) variația relativă posibilă a componentei reactive a admitanței de intrare a tranzistorului δb_{11} (cînd nu se poate folosi condensator semireglabil pentru ajustare) modifică frecvența de acord a circuitului de intrare cu valoarea Δf, care nu depășește $\xi_B B_{in}$ (se recomandă $\xi_B = 0{,}1 - 0{,}2$):

$$p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta b_{11} | \operatorname{tg} \varphi_{11} | - 1, \tag{2.96}$$

unde $\operatorname{tg} \varphi_{11} = b_{11}/g_{11}$ la frecvența minimă f_{min} din gamă;

c) rezistența introdusă în circuitul acordat din partea tranzistorului îi lărgește banda de trecere (la acel capăt la gamei, unde banda rezultată este mai mică) pînă la o valoare care nu depășește banda minimă de trecere a preselectorului $B_{pres\ min}$ (presupunem că preselectorul este echipat cu un singur circuit acordat și neglijăm influența antenei, adică considerăm $p_{A0} = \infty$);

$$p_{11S} = \begin{cases} \dfrac{1}{\dfrac{B_{presmin}}{f_{min}} Q_{max} - 1} & \text{pentru } Q_{max} < Q_{prag} \\ \dfrac{1}{\gamma^2 \left(\dfrac{B_{pres\ min}}{f_{min}} Q_{max} - \gamma \right)} & \text{pentru } Q_{max} > Q_{prag} \end{cases} \tag{2.97}$$

unde Q_{prag} este valoarea de prag a factorului de calitate:

$$Q_{prag} = \frac{f_{min}}{B_{pres\ min}} = \frac{\gamma^2 + \gamma + 1}{\gamma + 1}.$$

Dacă nu există alte considerente care să limiteze alegerea cuplajului dintre tranzistor și circuitul acordat, în afară de faptul că valoarea cea mai mică a benzii de trecere să nu depășească $B_{pres\ min}$, atunci pentru $Q_{max} < Q_{prag}$, banda de trecere este mai mică la frecvența f_{min}, iar pentru $Q_{max} > Q_{prag}$ este mai mică la frecvența f_{max}. Dacă dorim ca în al doilea caz banda de trecere la frecvența f_{min}, să nu depășească $S_{in} B_{pres\ min}$, atunci factorul de calitate constructiv (de gol) al circuitului acordat nu trebuie să depășească valoarea critică:

$$Q_{crit} = \frac{f_{min}}{B_{pres\ min}} S_{in} \frac{\gamma^3 - 1}{\gamma^2 - S_{in}}.$$

Notăm prin $p_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile p_{11B}, $p_{11\Delta f}$ și p_{11S}. Determinăm factorul de calitate de gol al circuitului acordat:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{pres\ min}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}} \right). \tag{2.98}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă $p_{11\,min} = p_{11S}$, atunci $Q = Q_{max}$, iar calculul cu formula (2.98) nu este necesar. Dacă $p_{11\,min} > p_{11S}$, atunci valoarea Q găsită cu formula (2.98) este mai mică decît Q_{max}, adică factorul de calitate Q_{max} nu poate fi folosit.

Determinăm valorile capacităților C_1 și C_2 cu ajutorul cărora se asigură simultan coeficientul necesar de acoperire a gamei și cuplajul cu tranzistorul, corespunzător valorii $p_{11\,min}$ la frecvența f_{min}.

Prin C_1 se înțelege capacitatea totală, legată în paralel cu condensatorul de acord:

$$C_1 = C'_A + C_T + C_M, \tag{2.99}$$

unde

$$C'_A = \frac{C_A C'}{C_A + C'}. \tag{2.100}$$

Prin C_2 se înțelege capacitatea totală, conectată în circuitul acordat în serie cu C_v:

$$C_2 = C'' + C_{11}, \tag{2.101}$$

unde C_{11} este capacitatea de intrare a tranzistorului

$$C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi f_0}. \tag{2.102}$$

Calculul se face cu următoarele formule:

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_{v\,max} g_{11} Q p_{11\,min}}{2\pi f_{min}}} \tag{2.103}$$

$$C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b^2}} - 1\right) - C_{v\,min}, \tag{2.104}$$

unde

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L);$$

$$b = (\gamma^2 - 1)[C_L(2C_2 + C_{dif}) + C_2(C_2 + C_{dif})];$$

$$d = C_2^2 C_{dif} - (\gamma^2 - 1) C_2 C_L (C_2 + C_{dif})$$

$$C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}.$$

Dacă $4\frac{ad}{b^2} \leqslant 0{,}1$ atunci în locul formulei (2.104) este mai bine să se folosească formula aproximativă:

$$C_1 = \frac{d}{b} - C_{v\,min}. \tag{2.105}$$

Mărimea g_{11} din formula (2.103) trebuie să corespundă la frecvența f_{min} din gamă.

Dacă tranzistorul funcționează în regim de conversie a frecvenței, atunci în loc de g_{11}, folosim g_{11c}.

Găsim capacitatea maximă totală a circuitului acordat

$$C_{t\,max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} \tag{2.106}$$

Dacă valoarea găsită pentru $C_{t\,max}$ diferă de $C_{v\,max}$ cu mai mult de $\pm 0{,}4\ C_{v\,max}$, atunci cuplajul cu tranzistorul se va deosebi de cel necesar (corespunzător lui $p_{11\,min}$ adoptat) cu mai mult de $\pm 20\%$, ceea ce nu este de dorit. În acest caz este bine să se introducă în calcul o corecție.

Pentru aceasta trebuie găsită o nouă valoare a lui C_2 cu formula (2.103) introducînd în ea în locul lui $C_{v\,max}$, valoarea $C_{t\,max}$ găsită cu formula (2.106); avînd pe C_2, se găsește noua valoare a lui C_1 cu formula (2.104); folosind noile valori C_1 și C_2 se găsește noua valoare a lui $C_{t\,max}$ ș.a.m.d. pînă cînd ultima valoare $C_{t\,max}$ va diferi de penultima cu cel mult $\pm 40\%$.

Dacă calculul conduce la $C_1 < C_M + 20$ pF, atunci condensatorul de acord ales nu poate asigura acoperirea gamei date și trebuie ales alt condensator variabil.

Găsim:

$$C'' = C_2 - C_{11}, \tag{2.107}$$

unde capacitatea C_{11}, dacă nu depinde de frecvență, se calculează cu relația (2.102) pentru o frecvență egală sau apropiată de f_{min}. Dacă tranzistorul funcționează în regim de conversie, atunci în locul b_{11}, folosim b_{11c}.

Alegem valoarea cea mai apropiată de valoarea găsită C''.

Găsim valoarea definitivă:

$$C_2 = C'' + C_{11} \tag{2.108}$$

unde C'' este valoarea aleasă.

Cu ajutorul valorii C_2 găsite, se stabilește valoarea definitivă pentru C_1 cu formula (2.104) sau (2.105).

Verificăm dacă valorile găsite pentru C_1 și C_2 sînt corecte, în care scop calculăm pe $C_{t\,max}$ cu ajutorul formulei (2.106) și

$$C_{t\,min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}. \tag{2.109}$$

Dacă calculul a fost corect, atunci cu o eroare de cel mult 1—2%, trebuie să fie satisfăcută egalitatea:

$$\sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}} = \gamma. \tag{2.110}$$

Apoi se determină valoarea C'_A pe baza a două considerente:

— la frecvența f_{max}, banda de trecere a circuitului acordat să crească cu cel mult 25% (C'_{AS}) din cauza rezistenței introduse din antenă.

Arhiva digitala SaDAng

— la variațiile capacității C_A cu $\pm \Delta C_A$, dezacordul circuitului de intrare Δf, să nu depășească $\xi_{\Delta f} B_c (C'_{A\Delta f})$. Se recomandă $\xi_{\Delta f} = 0{,}1 - 0{,}2$.

$$C'_{AS} = 0{,}5 \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{2\pi f_{max} Q R_A}} \tag{2.111}$$

$$C'_{A\Delta f} = (C_{v\,min} + C_1) \sqrt{\frac{C^2_{A\,med} 2\xi_{\Delta f}}{C_{t\,min} Q \Delta C_A}}. \tag{2.112}$$

Se notează cu C'_A cea mai mică dintre valorile C'_{AS} și $C'_{A\Delta f}$ și găsim:

$$C' = \frac{C_{A\,med} C'_A}{C_{A\,med} - C'_A}. \tag{2.113}$$

Adoptăm valoarea cea mai apropiată de valoarea găsită C', și găsim pornind de la ea:

$$C'_A = \frac{C_{A\,med} C'}{C_{A\,med} + C'} \tag{2.114}$$

Calculăm capacitatea medie a condensatorului de aliniere:

$$C_{T\,med} = C_1 - C'_A - C_M. \tag{2.115}$$

Valoarea obținută trebuie să îndeplinească condiția:

$$C_{T\,med} \geqslant (0{,}3 - 0{,}5)\,(C_{v\,min} + C_M + C_L). \tag{2.116}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci trebuie ales un alt condensator variabil de acord, sau micșorat C'. Ultima soluție însă nu este de dorit, întrucît conduce la micșorarea valorii $K_{în\,0}$.

Dacă inegalitatea (2.116) apare prea dificilă de satisfăcut, atunci trebuie găsit $C_{T\,med}$ cu această formulă în care se ia semnul egalității și se conectează în paralel cu C_T un condensator suplimentar:

$$C_{supl} = C_1 - C'_A - C_M - C_{T\,med}. \tag{2.117}$$

Apoi găsim:

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_{t\,max}} \tag{2.118}$$

și determinăm frecvența:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}}, \tag{2.119}$$

unde

$$C_{t\,med} = C_L + \frac{C_2 (C_1 + C_{v\,med})}{C_2 + C_1 + C_{v\,med}}. \tag{2.120}$$

$$C_{v\,med} = \sqrt{C_{v\,min} C_{v\,max}}. \tag{2.121}$$

Pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}, f_{med} și f_{max} găsim:

$$\rho = 2\pi f_c L_c; \tag{2.122}$$

$$p_A = \frac{C'_A}{C_v + C_1}\left(1 - \frac{C_L}{C_t}\right); \tag{2.123}$$

$$p_{A0} = R_A Q \frac{p_A^2}{\rho}, \tag{2.124}$$

$$p_1 = \frac{1}{\rho(2\pi f_0 C'' + b_{11})}; \tag{2.125}$$

$$p_{11} = \frac{1 + \frac{1}{p_{A0}}}{g_{11}\rho Q p_1^2} \tag{2.126}$$

$$g_g = p_{11} g_{11}; \tag{2.127}$$

$$Q_{in} = \frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right)}; \tag{2.128}$$

$$K_{in\,0} = p_A Q_{in} p_1; \tag{2.129}$$

$$B_{in} = \frac{f_0}{Q_{in}}. \tag{2.130}$$

Coeficientul de zgomot F_{tr} pentru aceste frecvențe se determină cu formulele din § 2.1.4 sau cu ajutorul unor curbe experimentale, asemănătoare celor din fig. 2.3.

Întrucît C'' se alege din valorile nominale ale GOST, iar în relația (2.103) nu se are în vedere scăderea factorului de calitate al circuitului acordat ca urmare a reflexiei de rezistență din circuitul antenei, valoarea p_{11} găsită cu formula (2.126) pentru frecvența f_{min}, poate diferi întrucîtva de $p_{11\,min}$, aleasă anterior; nu trebuie admis ca diferența să fie mai mare de 20%. Dacă diferența depășește valoarea 20%, atunci C'' trebuie micșorată (dacă $p_{11} > p_{11\,min}$) sau mărită (dacă $p_{11} < p_{11\,min}$) (se adoptă valoarea nominală următoare, cea mai apropiată, și se reia calculul, începînd cu formula (2.108).

Apoi, pentru aceleași trei frecvențe găsim:

$$R_{c1} = \frac{\rho}{Q} \tag{2.131}$$

și luînd orientativ banda de trecere a receptorului B_{rec} egală cu $B_{pres\,min}$,

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ieș}}{m p_A} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr}}. \tag{2.132}$$

Arhiva digitala SaDAng

Pentru aceea din frecvențele gamei, care este mai apropiată de frecvența intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{f_i}^2) + 20 \lg \frac{f_i}{f_0} \text{ [dB]} \tag{2.133}$$

unde

$$\xi_{f_i} = Q_{in}\left(\frac{f_i}{f_0} - \frac{f_0}{f_i}\right). \tag{2.134}$$

Dacă atenuarea obținută este mai mică decît cea necesară trebuie folosit un filtru de frecvență intermediară suplimentar.

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2) + 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} \text{ [dB]}, \tag{2.135}$$

unde

$$\xi_{im} = Q_{in}\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right) \tag{2.136}$$

$$f_{im} = f_{max} + 2f_i; \tag{2.137}$$

(se presupune $f_s > f_{osc}$).

Apoi determinăm $1/y_{ind}$ cu formula (2.63), presupunînd $C_t = C_{t\,min}$, iar $C_3 = C_L$. Dacă valoarea $1/y_{ind}$ găsită este mai mică ca $\frac{1}{y_{in\,im}}$, găsită cu formula (2.135), atunci considerăm $1/y_{in\,im} = 1/y_{ind}$.

Curbele de rezonanță se calculează, dacă sînt necesare, cu formula:

$$\frac{1}{y_{in}} = 10 \lg (1 + \xi^2) \quad \text{[dB]}, \tag{2.138}$$

unde

$$\xi = \frac{\Delta f}{0{,}5\, B_{in}}. \tag{2.139}$$

Exemplu. *Date inițiale.* $R_A = 80\ \Omega$, $C_A = 125 \pm 50$ pF; $f_{min\,a} = 525$ kHz; $f_{max\,a} = 1605$ kHz (UM); $f_i = 465$ kHz; $B_{pres\,min} = 8$ kHz; $C_{v\,min} = 10$ pF; $C_{v\,max}$ 50 pF; $g_{11} = 0{,}6$ mS (nu depinde de frecvență în banda considerată); $b_{11} = 1$ mS la frecvența de 500 kHz (variază aproximativ proporțional cu frecvența, adică se poate considera $C_{11} = \text{const}$); $\delta g_{11} = 0{,}5$; $\delta b_{11} = 0{,}2$; $i_e = 1$ mA; $\alpha_0 = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\Omega$; $f_\alpha = 60$ MHz; $Q_{max} = 100$; $C_M = 10$ pF; $C_L = 4$ pF.

Calculul. Alegem $\delta = 3 \cdot 10^{-2}$ iar cu formulele (2.1) și (2.2) găsim $f_{min} = 510$ kHz; $f_{max} = 1655$ kHz; $\gamma = 3{,}24$.

Adoptăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$, iar cu formulele (2.195) și (2.196) calculăm $p_{11B} = 1{,}5$; $p_{11\Delta f} < 0$.

Întrucît $Q_{prag} = 222 > Q_{max} = 100$, atunci cu prima din formulele (2.97) găsim $p_{11S} = 1{,}75$. Adoptăm pentru continuarea calculului $p_{11\,min} = 1{,}75$, $Q = Q_{max}$. Cu formulele (2.103)

— (2.106) determinăm $C_2 = 4050$ pF; $a = 3{,}85 \cdot 10^4$; $b = 1{,}75 \cdot 10^8$; $d = 7{,}26 \cdot 10^9$. Întrucît $4\frac{ad}{b^2} < 0{,}1$, determinăm cu formula (2.105), $C_1 = 31{,}5$ pF, $C_{t\,max} = 474$ pF. Întrucît $C_{t\,max}$ găsit, diferă de $C_{v\,max}$ cu mai puțin de 40%, iar $C_1 = 31{,}5$ pF $> (10 + 20)$ pF, adoptăm $C_2 = 4050$ pF; $C_{11} = 318$ pF; $C'' = 3732$ pF. Adoptăm $C'' = 3300$ pF $\pm$ 10%. În acest caz $C_2 = 3618$ pF; $b = 1{,}415 \cdot 10^8$; $d = 5{,}95 \cdot 10^9$; $C_1 = 32$ pF.

Cu ajutorul formulelor (2.106) și (2.109) determinăm $C_{t\,max} = 461$ pF; $C_{t\,min} = 45{,}5$ pF; $\sqrt{\frac{461}{45{,}5}} = 3{,}19$, ceea ce coincide destul de bine cu $\gamma = 3{,}24$.

Din această cauză, ne stabilim definitiv asupra valorilor $C'' = 3300$ pF și $C_1 = 32$ pF.

Cu formulele (2.111) și (2.112) găsim $C'_{AS} = 11{,}7$ pF; $C'_{A\Delta f} = 22$ pF.

Apoi, cu formula (2.113) determinăm $C' = 12{,}9$ pF și adoptăm $C' = 12$ pF $\pm$ 10%. Cu formulele (2.114) și (2.115) calculăm $C'_A = 11$ pF și $C_{T\,med} = 11$ pF. Întrucît conform relației (2.116) trebuie să avem $C_{T\,med} \geqslant 7{,}2 - 12$ pF, ne stabilim asupra valorilor adoptate.

Calculăm cu formula (2.118) $L_c = 212$ μH, cu formulele (2.119) — (2.121): $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 104$ pF; $f_{med} = 1095$ kHz.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (2.122) — (2.129) găsim $\rho = 680\ \Omega$; $p_A = 2{,}05 \cdot 10^{-2}$; $1/p_{A0} = 4{,}95 \cdot 10^{-3}$; $p_1 = 0{,}126$; $p_{11} = 1{,}55$ (întrucît p_{11} găsit diferă de $p_{11\,min}$ inițial numai cu 12,5%, rezultatele calculelor pot fi considerate satisfăcătoare); $g_g = 0{,}93 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 60{,}5$; $K_{in\,0} = 0{,}156$; $B_{in} = 8{,}44$ kHz. Valoarea obținută pentru B_{in} diferă de cea necesară cu 6%, ceea ce poate fi considerat întrutotul admisibil.

Punînd $R_e = 0$, găsim cu formula (2.40) $h = 2{,}95 \cdot 10^{-2}$. Pentru frecvența f_{min} avem $x \ll 1$. De aceea în formulele (2.37) — (2.43) și (2.39), termenii cu x^2 pot fi neglijați, iar B considerat egal cu 1,12; $C_{min} = 1{,}18 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 40\ \Omega$. Apoi determinăm cu formula (2.34) $F_{tr} = 2{,}43$, iar cu formula (2.131) $R_{c1} = 6{,}8\ \Omega$.

Adoptînd $v_{ieș} = 10$ (20 dB), $m = 0{,}3$ și $B_{rec} = 8 \cdot 10^3$ Hz, cu formula (2.132) găsim $E_{Av} = 74$ μV.

Se fac calcule analoge pentru frecvențele f_{med} și f_{max}. Rezultatele acestor calcule se dau în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3

f[kHz]	510	1095	1655
ρ[Ω]	680	1460	2210
p_A	$2{,}05 \cdot 10^{-2}$	0,103	0,238
$\frac{1}{p_{A0}}$	$4{,}95 \cdot 10^{-3}$	$5{,}77 \cdot 10^{-2}$	0,205
p_1	0,126	$2{,}73 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2 \cdot 10^{-2}$
p_{11}	1,55	16,2	63,0
g_g[mS]	0,93	9,8	37,8
Q_{in}	60,5	89,0	81,6
$K_{in\,0}$	0,156	0,251	0,233
B_{in}[kHz]	8,44	12,6	20,3
F_{tr}	2,43	1,63	2,66
R_{c1}[Ω]	6,8	14,6	22,1
E_{Av}[μV]	74,0	17,6	12,0

Arhiva digitala SaDAng

Pentru frecvența f_{min} găsim cu formulele (2.134) și (2.133) $\xi_{fi} = 11{,}05$; $1/y_{infi} = 20{,}1$ dB.
Pentru frecvența f_{max} găsim cu formulele (2.136) și (2.135) $\xi_{im} = 75$; $1/y_{in\,im} = 41{,}4$ dB.
Cu formula (2.63) găsim $1/y_{ind} = 61$ dB.
Prin urmare, rămîne valabilă valoarea $1/y_{in\,im} = 41{,}4$ dB.

2.2.2. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul

Schema de principiu a circuitului de intrare, folosită pentru calcule, este prezentată în fig. 2.5. Pentru circuitul de antenă în acest caz, este acceptabil numai regimul „scurtat".

Ordinea de calcul este următoarea.

Găsim $p_{11\,min}$, Q, C_1, C_2 și C'' cu formulele (2.95)—(2.110) după cum se indică în § 2.2.1.

Determinăm capacitatea medie a condensatorului trimer (de aliniere):

$$C_{T\,med} = C_1 - C_M. \tag{2.140}$$

Valoarea găsită pentru $C_{T\,med}$ trebuie să satisfacă relația (2.116).

Dacă această condiție nu este îndeplinită, trebuie ales un alt condensator trimer. Dacă însă inegalitatea (2.116) este foarte mare, trebuie găsit $C_{T\,med}$ cu această formulă, luînd în ea semnul egalității și conectînd în paralel cu C_T un condensator suplimentar cu capacitatea

$$C_{supl} = C_1 - C_M - C_{T\,med}. \tag{2.141}$$

Apoi determinăm inductivitatea L_c cu formula (2.118) și coeficientul de variație a frecvenței proprii a circuitului de antenă:

$$K_A = \sqrt{\frac{C_{A\,med} + \Delta C_A}{C_{A\,med} - \Delta C_A}}. \tag{2.142}$$

Determinăm coeficientul critic de scurtare a circuitului de antenă:

$$K_{scurt\,cr} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 + b}}, \tag{2.143}$$

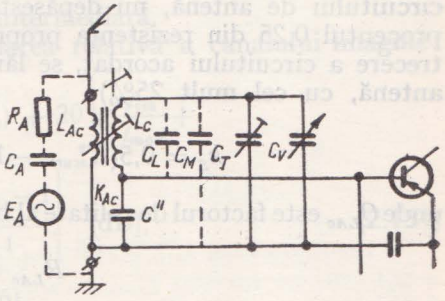


Fig. 2.5. Schema circuitului de intrare cu un circuit acordat, cuplat prin inductanță mutuală cu circuitul de antenă și prin cuplaj capacitiv cu tranzistorul.

unde

$$a = \frac{1}{\gamma^2 K_A^2} + \frac{1 - \frac{1}{K_A^2}}{16\, R_A 2\pi f_{max}(C_{A\,med} + \Delta C_A)\, \xi_{\Delta f}} \tag{2.144}$$

$$b = \frac{1 - \frac{1}{\gamma^2}}{K_A^2 16\, R_A 2\pi f_{max}(C_{A\,med} + \Delta C_A)\, \xi_{\Delta f}} \tag{2.145}$$

Adoptăm $K_{scurt} \geqslant K_{scurt\ cr}$. Alegerea lui $K_{scurt} < K_{scurt\ cr}$ conduce la micșorarea coeficientului de transfer al circuitului de intrare și la creșterea neuniformității lui în limitele gamei. La creșteri ale valorii K_{scurt} în comparație cu $K_{scurt\ cr}$, coeficientul de transfer la frecvența f_{max} rămîne practic neschimbat, iar pe frecvența f_{min} crește puțin (neuniformitatea se micșorează puțin). Totuși în acest caz scade L_{Ac} și crește coeficientul necesar de cuplaj k_{Ac} dintre bobinele L_{Ac} și L_c, astfel că transformatorul poate deveni nerealizabil constructiv.

Determinăm

$$L_{Ac} = \frac{1}{4\,\pi^2 f_{max}^2 K_{scurt}^2 (C_{A\,med} + \Delta C_A)}. \tag{2.146}$$

Verificăm valabilitatea valorilor găsite pentru K_{scurt} și L_{Ac}; pentru aceasta găsim două valori (cele mai mari) ale coeficientului de cuplaj dintre bobinele L_{ac} și L_c:

a) $k_{\Delta f}$, pentru care reacordarea în limitele întregii game și modificarea lui C_A cu $\pm\, \Delta C_A$ (în comparație cu $C_{A\,med}$) nu produc un dezacord al circuitului de intrare, mai mare de $\xi_{\Delta f} B_c$ (în comparație cu circuitul oscilant care are un condensator variabil similar și același coeficient de acoperire a gamei):

$$k_{\Delta f} = \frac{1}{\sqrt{\frac{Q}{4\xi_{\Delta f}} \cdot \frac{\gamma^2 (K_A^2 - 1)\, K_{scurt}^2 + \gamma^2 - 1}{(K_{scurt}^2 - 1)\, (\gamma^2 K_A^2 K_{scurt}^2 - 1)} + 1}} \tag{2.147}$$

b) k_S pentru care rezistența introdusă în circuitul acordat din partea circuitului de antenă, nu depășește pe nici una din frecvențele din gamă procentul 0,25 din rezistența proprie a circuitului acordat (adică banda de trecere a circuitului acordat, se lărgește din cauza rezistenței introduse din antenă, cu cel mult 25%):

$$k_S = 0{,}5(K_{scurt}^2 - 1) \sqrt{\frac{Q_{LAc}}{Q} \cdot \frac{R_{LAc\,max}}{R_A + R_{LAc\,max}}}, \tag{2.148}$$

unde Q_{LAc} este factorul de calitate al bobinei de cuplaj (de obicei, $Q_{LAc} = 20$—30);

$$R_{LAc} = \frac{2\pi f_{max} L_{Ac}}{Q_{LAc}} \tag{2.148 a}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă calculele sînt făcute corect, atunci pentru $K_{scurt} = K_{scurt\,cr}$, valorile $k_{\Delta f}$ și k_S trebuie să fie practic egale, iar pentru $K_{scurt} > K_{scurt\,cr}$, trebuie să avem $k_{\Delta f} > k_S$. Pentru continuarea calculului adoptăm $k_{Ac} = k_S$. Găsim f_{med} cu formulele (2.119) — (2.121). Pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}, f_{med} și f_{max} determinăm pe ρ cu formula (2.122):

$$p_A = k_{Ac}\frac{L_c}{L_{Ac}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 K_A - 1}; \tag{2.149}$$

$$R_{LAc} = \frac{2\pi f_0 L_{Ac}}{Q_{LAc}} \tag{2.150}$$

$$R_{Ac} = R_A + R_{LAc}; \tag{2.151}$$

$$\frac{1}{p_{A0}} = R_{Ac} Q \frac{p_A^2}{\rho}. \tag{2.152}$$

În continuare, pentru aceste frecvențe determinăm p_1, p_{11}, g_g, Q_{in}, K_{inv}, B_{in} cu formulele (2.125) — (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.1.4 sau cu ajutorul curbelor experimentale, R_{c1} și E_{Av} cu formulele (2.131) și (2.132).

Pentru frecvența din gamă care este cea mai apropiată de frecvența intermediară a receptorului, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10\lg(1 + \xi_{f_i}^2) + 20\lg\frac{f_i}{f_0} + 20\lg\left|\frac{\left(\frac{f_{max}}{f_i}\right)^2 K_{scurt}^2 K_A - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 K_A - 1}\right| \text{ [dB]}, \tag{2.153}$$

unde ξ_{f_i} se determină cu formula (2.134).

Dacă atenuarea obținută este mai mică decît cea necesară trebuie folosit un filtru suplimentar de frecvență intermediară.

Pentru frecvența f_{max}, găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10\lg(1 + \xi_{im}^2) + 20\lg\frac{f_{im}}{f_{max}} + 20\lg\left|\frac{\left(\frac{f_{max}}{f_{im}}\right)^2 K_{scurt}^2 K_A - 1}{K_{scurt}^2 K_A - 1}\right| \text{ [dB]}, \tag{2.154}$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (2.136).

Exemplu. *Date inițiale,* aceleași ca în exemplul din § 2.2.1.

Calculul. Ca și în exemplul din § 2.2.1, alegem $p_{11\,min} = 1{,}75$; $Q = Q_{max}$ și găsim $C'' = 3300$ pF $\pm$ 10%, $C_2 = 3618$ pF, $C_1 = 32$ pF, $C_{t\,min} = 45{,}5$ pF, $C_{t\,max} = 461$ pF, $L_c = 212$ μH.

Din formula (2.140) găsim $C_{T\,med} = 22$ pF. Întrucît $22 \gg (7{,}2 - 12)$ pF, adoptăm $C_{T\,med} = 12$ pF, iar cu formula (2.141) găsim $C_{supl} = 10$ pF.

Apoi calculăm cu formula (2.142) $K_A = 1{,}53$, cu formulele (2.143) — (2.145), $a = 1{,}20$; $b = 0{,}87$; $K_{scurt\,cr} = 1{,}65$. Adoptăm $K_{scurt} = K_{scurt\,cr}$.

Găsim cu formula (2.146) inductivitatea $L_{Ac} = 19{,}5$ μH, cu formulele (2.147) — (2.148 a) adoptînd $Q_{LAc} = 30$, găsim $k_{\Delta f} = 0{,}138$; $R_{LAc\,max} = 6{,}75\ \Omega$; $k_S = 0{,}131$.

Întrucît $k_{\Delta f}$ și k_S practic coincid, rezultă că calculul este corect și adoptăm $k_{Ac} = 0{,}13$

Ca și în exemplul din § 2.2.1 $f_{med} = 1095$ kHz, iar pe frecvența f_{min} avem $\rho = 680\ \Omega$. Apoi, tot pentru această frecvență, cu ajutorul formulelor (2.149) — (2.152) calculăm $p_A = 1 \cdot 10^{-2}$; $R_{LAc} = 2{,}08\ \Omega$, $R_{Ac} = 92{,}08\ \Omega$, $1/p_{A0} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$.

Apoi din formulele (2.125) — (2.130) determinăm $p_1 = 0{,}126$; $p_{11} = 1{,}55$, $g_g = 0{,}93 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 60{,}5$; $K_{in\,0} = 0{,}076$; $B_{in} = 8{,}44$ kHz.

Ca și în exemplul din § 2.2.1 adoptăm: $B = 1{,}12$; $C_{min} = 1{,}18 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 40\Omega$; $F_{tr} = 2{,}43$; $R_{c1} = 6{,}8\Omega$. Apoi cu relația (2.132) pentru $B_{rec} = 8$ kHz, $\nu_{ieș} = 10$ și $m = 0{,}3$, găsim $E_{A\nu} = 152$ μV.

Rezultatele calculelor (și pentru alte două frecvențe din gamă) sînt prezentate în tabelul 2.4.

Tabelul 2.4

f[kHz]	510	1095	1655
ρ[Ω]	680	1460	2210
p_A	0,01	0,05	0,136
R_{LAc}[Ω]	2,08	4,46	6,75
$\frac{1}{p_{A0}}$	$1{,}2 \cdot 10^{-3}$	$1{,}43 \cdot 10^{-2}$	$7{,}27 \cdot 10^{-2}$
R_{Ac}[Ω]	82,08	84,46	86,75
p_1	0,126	$2{,}73 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2 \cdot 10^{-2}$
p_{11}	1,55	15,5	56,3
g_2[mS]	0,93	9,3	33,8
Q_{in}	60,5	92,6	91,5
$K_{in\,0}$	0,076	0,126	0,149
B_{in}[kHz]	8,44	11,8	18,1
F_{tr}	2,43	1,62	2,50
R_{c1}[Ω]	6,8	14,6	22,1
$E_{A\nu}$[μV]	152	36,3	22,0

Pentru frecvența f_{min}, calculăm cu formulele (2.134) și (2.153) $\xi_{f_t} = 11{,}05$ și $1/y_{in\,f_t} = 21{,}1$ dB. La frecvența f_{max}, determinăm cu formulele (2.136) și (2.154) valorile $\xi_{im} = 84{,}2$; $1/y_{in\,im} = 38{,}9$ dB.

Arhiva digitala SaDAng

Comparînd rezultatele din tabelele 2.3 și 2.4 se constată că în regim de „scurtare a antenei" cuplajul prin transformator dă rezultate mai proaste decît cuplajul capacitiv exterior. Aceasta se explică prin influența mare a variațiilor capacității antenei asupra funcționării circuitului de intrare în cazul cuplajului prin transformator și necesitatea de a face în consecință cuplajul cu antena, mai slab.

2.2.3 Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin autotransformator cu antena baston și prin cuplaj capacitiv cu tranzistorul

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula, este arătată în fig. 2.6. Se presupune că drept antenă se folosește o tijă (de obicei, telescopică) de 1—2 m, iar șasiul receptorului nu este pus la pămînt. În gamele UL și UM rezistența unei asemenea antene poate fi neglijată. Capacitatea C_A este mică (de ordinul a 5—20 pF) și de aceea trebuie luată în considerare (față de masă) capacitatea C_{in} de la borna de intrare a receptorului și capacitatea firului ce merge de la această bornă la bobină.

Ordinea de calcul este următoarea.

Găsim $p_{11\,min}$, Q, C_1, C_2 și C'' cu formulele (2.95) — (2.109) așa cum se arată în § 2.2.1 și L_c cu formula (2.118).

Determinăm parametrii circuitului de antenă, luînd în considerație și capacitatea C_{in};

$$C'_{A\,med} = C_{A\,med} + C_{in}; \tag{2.155}$$

$$\Delta C'_A = \Delta C_A + \Delta C_{in} \tag{2.156}$$

unde ΔC_{in} este abaterea admisibilă a valorii C_{in} față de valoarea medie;

$$K_A = \sqrt{\frac{C'_{A\,med} + \Delta C'_A}{C'_{A\,med} - \Delta C'_A}} \tag{2.157}$$

Găsim coeficientul de scurtare a circuitului de antenă:

$$K_{scurt} = \sqrt{\frac{Qk_{Ac}^2(K_A^2 - 1)}{8\xi_{\Delta f}K_A^2}\left[1 + \sqrt{1 + \frac{(1 - k_{Ac}^2)16\xi_{\Delta f}K_A^2}{Qk_{Ac}^4(K_A^2 - 1)^2}}\right]}, \tag{2.158}$$

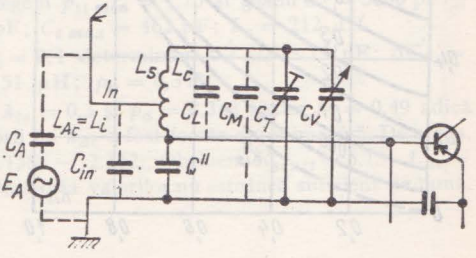


Fig. 2.6. Schema circuitului de intrare cu un circuit acordat, cuplat prin autotransformator cu antena baston și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul.

unde k_{Ac} este coeficientul de cuplaj dintre $L_i = L_{Ac}$ și întreaga bobină L_c. Acest coeficient este totdeauna mai mare decît coeficientul de cuplaj k_{is} între L_i și L_s și este cu atît mai mare cu cît coeficientul de conectare p_a a autotransformatorului în circuitul de antenă, este mai mare (fig. 2.7 unde $k_{Ac} = k$).

De obicei este cunoscută valoarea k_{is}. Întrucît pînă la determinarea valorii K_{scurt} nu este cunoscută valoarea p_a, nu se poate găsi cu suficientă precizie k_{Ac}, care poate fi adoptată inițial numai orientativ. Mai tîrziu se va stabili exact valoarea sa.

Apoi determinăm:

$$L_{Ac} = \frac{1}{4\pi^2 f_{max}^2 K_{scurt}^2 (C'_{A\,med} + \Delta C'_A)}. \tag{2.159}$$

$$p_a = \frac{L_{Ac}}{L_c}\left(1 - k_{is}^2 + k_{is}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}} - 1 + k_{is}^2}\right) \tag{2.160}$$

Dacă se obține $L_{Ac} > L_c$, atunci luăm $L_{Ac} = L_c$ (conectarea completă).

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, stabilim valoarea k_{Ac} și dacă ea diferă cu mai mult de $\pm$ 10% față de valoarea adoptată inițial la calculul valorii K_{scurt}, atunci refacem calculul începînd de la formula (2.158). Cînd se obține o concordanță satisfăcătoare, ne oprim la valorile găsite pentru L_{Ac} și p_a.

Găsim:

$$C_{T\,med} = C_1 - C_M - C'_{A\,med} p_a^2. \tag{2.161}$$

Valoarea $C_{T\,med}$ găsită trebuie să satisfacă condiția (2.116). Dacă această condiție nu este îndeplinită, trebuie ales un alt condensator variabil de acord. Dacă însă inegalitatea (2.116) este prea mare, trebuie găsit $C_{T\,med}$ cu

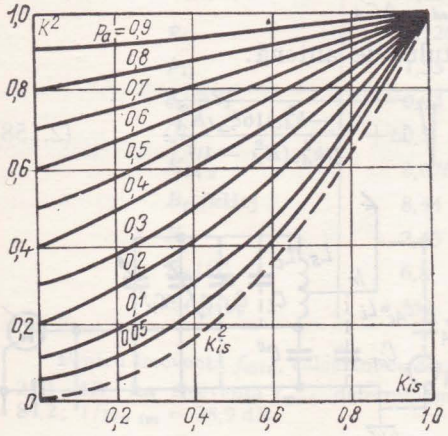


Fig. 2.7. Dependența coeficientului de cuplaj k_{Ac} de coeficientul k_{is}.

Arhiva digitala SaDAng

această formulă, luînd în ea semnul egalității și conectînd în paralel cu C_T un condensator suplimentar:

$$C_{supl} = C_1 - C_M - C'_{A\,med} p_a^2 - C_{T\,med}. \tag{2.162}$$

Determinăm f_{med} cu formulele (2.119)—(2.121). Pentru trei frecvențe ale gamei, f_{min}, f_{med} și f_{max} găsim pe ρ cu ajutorul formulei (2.122);

$$p_A = \frac{C_{Amed}}{C'_{Amed}} \cdot \frac{\dfrac{k_{Ac}^2}{p_a} - \dfrac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_{Ac} C_2}}{\left(\dfrac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 K_A - 1}; \tag{2.163}$$

p_1, cu formula (2.125);

$$p_{11} = \frac{1}{g_{11} \rho Q p_1^2}; \tag{2.164}$$

g_g, cu formula (2.127);

$$Q_{in} = \frac{Q}{1 + \dfrac{1}{p_{11}}}. \tag{2.165}$$

Pentru aceleași frecvențe, calculăm $K_{in\,0}$ și B_{in} cu formulele (2.129) și (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.1.4 sau după curbele experimentale; R_{c1} și E_{Av} cu formulele (2.131) și (2.132).

Găsim cu formula (2.153) atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară la frecvența din gamă, care este mai apropiată de frecvența intermediară.

Pentru frecvența f_{max} determinăm atenuarea relativă a canalului imagine cu formula (2.154).

Curbele de rezonanță (dacă sînt necesare), se calculează cu formula (2.138).

Exemplu. *Date inițiale.* $C_{A\,med} = 10$ pF; $\Delta C_A = 3$ pF; $C_{in} = 5$ pF; $\Delta C_{in} = 1$ pF; $k_{is} = 0{,}3$. Celelalte date sînt aceleași ca în exemplul din § 2.2.1.

Calculul. Ca și în exemplul din § 2.2.1, alegem $p_{11\,min} = 1{,}75$ și găsim $C'' = 3300$ pF $\pm$ 10%, $C_2 = 3618$ pF; $C_1 = 32$ pF; $C_{t\,min}$ 45,5 pF; $C_{t\,max} = 461$ pF; $L_c = 212$ μH.

Cu formulele (2.155) — (2.160) luînd $k_{Sc} = 0{,}4$ determinăm $C'_{A\,med} = 15$ pF; $\Delta C'_A = 4$ pF; $K_A = 1{,}32$; $K_{scurt} = 3{,}08$; $L_{Ac} = 51$ μH; $p_a = 0{,}348$.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, pentru $k_{is} = 0{,}3$ și $p_a = 0{,}348$ găsim $k^2 = 0{,}49$ adică $k_{Ac} = 0{,}7$. Prin urmare, aprecierea inițială a valorii lui k_{Ac} a fost foarte aproximativă. De aceea, luînd $k_{Ac} = 0{,}7$, refacem calculul cu formulele (2.158) — (2.162). Obținem $K_{scurt} = 5{,}15$; $L_{Ac} = 18{,}4$ μH; $p_a = 0{,}164$, $k^2 = 0{,}3$; $k_{Ac} = 0{,}55$. Concordanța valorilor nu este încă suficient de bună.

De aceea adoptînd $k_{Ac} = 0{,}6$ recalculăm a doua oară. Obținem $K_{scurt} = 4{,}35$; $L_{Ac} = 25{,}8\ \mu H$; $p_a = 0{,}217$; $k^2 = 0{,}37$; $k_{Ac} = 0{,}61$. Acum concordanța este foarte bună și de aceea ne oprim la valorile obținute.

Cu formula (2.161) găsim $C_{T\ med} = 21$ pF. Întrucît inegalitatea (2.116) este prea mare, luăm $C_{T\ med} = 11$ pF și cu formula (2.162) determinăm $C_{supl} = 10$ pF. Ca și în exemplul din § 2.2.1, $f_{med} = 1095$ kHz iar pe frecvența f_{min} se obține $\rho = 680\Omega$. Apoi, pentru aceeași frecvență, cu formula (2.163) găsim $p_A = 6{,}6 \cdot 10^{-4}$. Cu formulele (2.125), (2.164), (2.127), (2.129) și (2.130) găsim $p_1 = 0{,}126$; $p_{11} = 1{,}55$; $g_g = 0{,}93 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 60{,}5$; $K_{in\ 0} = 5 \cdot 10^{-3}$; $B_{in} = 8{,}44$ kHz.

Ca și în exemplul din § 2.2.1, B = 1,12; $C_{min} = 1{,}18 \cdot 10^{-3}$S, $D = 40\ \Omega$, $F_{tr} = 2{,}43$, $R_{c1} = 6{,}8\ \Omega$. Apoi cu formula (2.132) găsim $E_{Av} = 2300\ \mu V$.

Rezultatele calculelor (și pentru celelalte două frecvențe) sînt date în tabelul 2.5.

După cum se vede din tabel, dezavantajul principal al schemei calculate este scăderea bruscă a lui $K_{in\ 0}$ și ca urmare a sensibilității la capătul gamei de UL. Din calculul lui p_A se poate constata că motivul scăderii lui $K_{in\ 0}$ este apropierea de rezonanța serie a circuitului L_{Ac}, $C''(C_2)$. Dacă mărim mult pe C_2, luînd de exemplu $C'' = 6800 \pm 10\%$, atunci $K_{in\ 0}$ și E_{Av} pe frecvența f_{min} variază foarte puțin, însă pe alte frecvențe transferul scade aproximativ de două ori, iar E_{Av} crește de același număr de ori.

Tabelul 2.5

f[kHz]	510	1095	1655
$\rho[\Omega]$	680	1460	2210
p_A	$6{,}6 \cdot 10^{-4}$	0,014	0,036
p_1	0,126	$2{,}73 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2 \cdot 10^{-2}$
p_{11}	1,55	15,3	52,5
g_g[mS]	0,93	9,18	31,5
Q_{in}	60,5	94	98
K_{in0}	$5 \cdot 10^{-3}$	$3{,}6 \cdot 10^{-2}$	$4{,}25 \cdot 10^{-2}$
B_{in}[kHz]	8,44	11,7	16,9
F_{tr}	2,43	1,62	2,42
$R_{c1}[\Omega]$	6,8	14,6	22,1
$E_{Av}[\mu V]$	2300	130	71

La baza calculului se poate adopta o valoare mai mare pentru $\xi_{\Delta f}$, de exemplu $\xi_{\Delta f} = 0{,}5$. Aceasta va duce la creșterea inductivității L_{Ac} și în consecință va crește valoarea K_{in0} și va scădea valoarea E_{Av} de aproximativ 2,5 ori la frecvențele f_{med} și f_{max} și de aproximativ 7 ori la frecvențele f_{min}.

Arhiva digitala SaDAng

2.2.4. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și cu tranzistorul

Schema de principiu a circuitului de intrare ce va fi calculat, este dată în fig. 2.8. Pentru circuitul de antenă este posibil atît regimul cu antena „lungită" cît și regimul cu antena „scurtată". Capacitatea C_{lung} poate fi egală cu zero.

O capacitate oarecare C' există totdeauna chiar dacă este numai capacitatea parazită dintre bobine. Pentru a uniformiza transferul în gamă, această capacitate poate fi mărită prin conectarea unui condensator suplimentar, adică se poate folosi un cuplaj combinat cu antena.

Ordinea de calcul este următoarea: găsim capacitatea C_1, corespunzătoare la coeficientul de acoperire a gamei necesar

$$C_1 = \frac{C_{max} - \gamma^2 - C_{v\,min}}{\gamma^2 - 1}. \tag{2.166}$$

Alegem o valoare medie a condensatorului trimer (de aliniere):

$$C_{T\,med} = C_1 - C_L - C_M, \tag{2.167}$$

unde C_L și C_M sînt respectiv capacitatea bobinei și a montajului.

Valoarea $C_{T\,med}$ trebuie să satisfacă condiția (2.116). Dacă această condiție nu este îndeplinită, trebuie ales un alt condensator variabil de acord. Dacă însă inegalitatea (2.116) este prea mare, atunci trebuie determinat $C_{T\,med}$ cu formula (2.116) în care se pune semnul egalității și se conectează în paralel cu C_T, un condensator suplimentar avînd capacitatea:

$$C_{sup\,1} = C_1 - C_M - C_L - C_{T\,med}. \tag{2.168}$$

Apoi găsim:

$$C_{t\,max} = C_1 + C_{v\,max}, \tag{2.169}$$

iar cu formula (2.118) valoarea L_c.

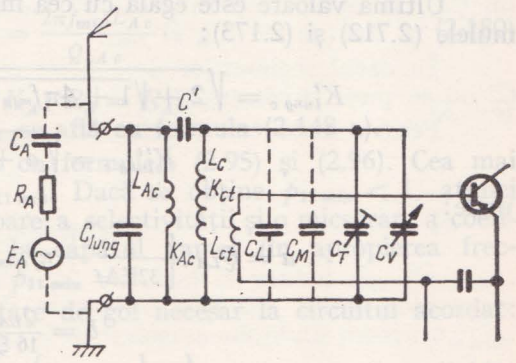


Fig. 2.8. Schema circuitului de intrare cuplat prin inductanță mutuală cu antena și cu tranzistorul.

Alegem factorul de calitate al bobinei de cuplaj $Q_{LA\,c}$ (de obicei $Q_{LA\,c} = 20 - 30$).

Pornind de la caracterul dorit al variației coeficientului $K_{in\,0}$ în funcție de frecvență, alegem regimul de funcționare al circuitului de intrare: regim de „lungire", cu cuplaj combinat sau în regim de „scurtare".

În regim de „lungire" nu este greu să se obțină ca neuniformitatea coeficientului de transfer în gamă să nu depășească valorile 1,5—2. Cu creșterea frecvenței, $K_{in\,0}$ scade.

În cazul cuplajului combinat, se poate obține aceeași valoare a lui $K_{in\,0}$ la capetele gamei dar cu o scădere mică în mijlocul acesteia, însă este necesară o piesă suplimentară — condensatorul C'. Uneori poate fi suficientă capacitatea dintre bobine. Este locul să se amintească faptul că dacă nu se stabilesc corect sensurile de înfășurare ale spirelor bobinelor L_c și $L_{A\,c}$ condensatorul C' nu micșorează, ci din contră mărește neuniformitatea transferului.

În regim de „scurtare", $K_{in\,0}$ crește cînd crește frecvența. Neuniformitatea coeficientului de transfer este de ordinul γ^2. De regulă, acest regim nu este avantajos.

Ordinea de calcul mai departe se desfășoară în funcție de regimul ales.

În cazul regimului „de lungire", adoptăm neuniformitatea admisibilă a coeficientului de transfer H și găsim trei valori ale coeficientului „de lungire":

— corespunzător valorii H:

$$K_{lung\,a} = \frac{1}{\gamma}\sqrt{\frac{H\gamma^2 - 1}{H - 1}}; \tag{2.170}$$

— corespunzătoare celei mai mari valori a inductanței $L_{A\,c} = L_{A\,c\,max}$, realizabilă fără greutăți mari:

$$K_{lung\,L} = 2\pi f_{min}\sqrt{L_{A\,c\,max}(C_{A\,med} - \Delta C_A)}; \tag{2.171}$$

— care asigură coeficientul maxim de transfer în punctul cel mai dificil al gamei (la f_{max}) — $K_{lung\,c}$.

Ultima valoare este egală cu cea mai mare din cele două găsite cu formulele (2.712) și (2.173):

$$K'_{lung\,c} = \sqrt{2 + \sqrt{1 + 4\pi f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A)\,Q_{LA\,c}R_A}} \tag{2.172}$$

$$K''_{lung\,c} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 - b}} \tag{2.173}$$

unde:

$$a = Q_{LA\,c}\left[\frac{1}{32\,\xi\Delta f} - \pi f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A)\,R_A\right] \tag{2.174}$$

$$b = \frac{Q_{LA\,c}}{16\,\xi_{\Delta f}}. \tag{2.175}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă în formula (2.173) termenul de sub unul din radicali este negativ, atunci $K_{lung\,c} = K'_{lung\,c}$.

Dacă $K_{lung\,a} > K_{lung\,c}$, atunci luăm $K_{lung} = K_{lung\,a}$. Dacă $K_{lung\,L} > K_{lung\,c} > K_{lung\,a}$, atunci luăm $K_{lung} = K_{lung\,c}$.

Dacă $K_{lung\,L} < K_{lung\,c} > K_{lung\,a}$, atunci luăm K_{lung} egal cu cel mai mare dintre $K_{lung\,a}$ și $K_{lung\,L}$.

În cazul regimului de cuplaj combinat găsim $K_{lung\,L}$ și $K_{lung\,c}$ așa cum s-a arătat mai sus și alegem K_{lung} egal cu cea mai mică din cele două valori.

În cazul regimului de scurtare, determinăm valorile K_A și $K_{scurt\,cr}$, cu formulele (2.142) și (2.143) și alegem $K_{scurt} \geqslant K_{scurt\,cr}$, conform indicațiilor din § 2.2.2.

În regimurile de lungire și de cuplaj combinat, dacă s-a adoptat $K_{lung} = K_{lung\,L}$, atunci $L_{A\,c} = L_{A\,c\,max}$ și $C_{lung} = 0$. Dacă s-a adoptat $K_{lung} < K_{lung\,L}$, atunci:

$$L_{A\,c} = \frac{K^2_{lung}}{4\pi^2 f^2_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A)}. \tag{2.176}$$

În acest caz, de asemenea $C_{lung} = 0$. Dacă însă s-a adoptat $K_{lung} > K_{lung\,L}$, atunci considerăm $L_{A\,c} = L_{A\,c\,max}$ și obținem:

$$C_{lung} = \frac{K^2_{lung}}{4\pi^2 f^2_{min} L_{A\,c\,max}} - C_{A\,med} + \Delta C_A \tag{2.177}$$

În cazul regimului de scurtare, $C_{lung} = 0$ iar $L_{A\,c}$ se află cu formula (2.146).

În regimurile de lungire și cuplaj combinat

$$K'_A = \sqrt{\frac{C_{A\,med} + \Delta C_A + C_{lung}}{C_{A\,med} - \Delta C_A + C_{lung}}} \tag{2.178}$$

$$R'_A = R_A \left(\frac{C_{A\,med}}{C_{A\,med} + C_{lung}} \right)^2 \tag{2.179}$$

$$R_{LA\,c\,min} = \frac{2\pi f_{min} L_{A\,c}}{Q_{LA\,c}}. \tag{2.180}$$

(Dacă $C_{lung} = 0$, atunci $K'_A = K_A$; $R'_A = R_A$).

În regim de scurtare $R_{LA\,c\,max}$ se află cu formula (2.148 a).

Calculăm valorile p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele (2.95) și (2.96). Cea mai mare valoare găsită o notăm cu $p_{11\,min}$. Dacă se obține $p_{11\,min} < 1$, atunci pentru a evita o înrăutățire simțitoare a selectivității și o micșorare a coeficientului de transfer al circuitului la capătul gamei (în apropierea frecvenței f_{max}), se recomandă a se lua $p_{11\,min} = 1$.

Determinăm factorul de calitate de gol necesar la circuitul acordat:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{pres\,min}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}\gamma} \right). \tag{2.181}$$

Dacă factorul de calitate obținut este așa de mare încît el nu poate fi realizat la dimensiunile admise ale bobinei circuitului acordat, atunci adoptăm un factor de calitate maxim realizabil constructiv. Apoi determinăm două valori (cele mai mari) ale coeficientului de cuplaj $k_{\Delta f}$ și k_s dintre bobinele L_{Ac} și L_c (vezi § 2.2.2.). În regim de lungire sau cu cuplaj combinat:

$$k_{\Delta f} = \sqrt{\frac{4\xi_{\Delta f}}{Q} \cdot \frac{(K_{lung}^2 - 1)(\gamma^2 K_A'^2 K_{lung}^2 - 1)}{(K_A'^2\gamma^2 - 1) K_{lung}^2}} \tag{2.182}$$

$$k_s = 0{,}5\left(1 - \frac{1}{K_{lung}^2}\right)\sqrt{\frac{Q_{LAc}}{Q} \cdot \frac{R_{LAc\,min}}{R_A' + R_{LAc\,min}}} \tag{2.183}$$

În regim de scurtare, se folosesc formulele (2.147) și (2.148).

Adoptăm pentru fiecare din regimuri pe cea mai mică dintre cele două valori găsite și o notăm cu k_{Ac}. Dacă calculul a fost făcut corect, atunci în regim de scurtare trebuie să avem $k_{\Delta f} > k_s$.

În cazul cuplajului combinat găsim:

$$H' = \frac{\gamma^2 K_{lung}^2 K_A' - 1}{\gamma^2 (K_{lung}^2 K_A' - 1)} \tag{2.184}$$

$$C' = \frac{(H' - 1) K_{Ac}}{4\pi^2 f_{min}^2 \sqrt{L_{Ac} L_c}(\gamma^2 - H')} - . \tag{2.185}$$

H' găsit cu formula (2.184) reprezintă neuniformitatea coeficientului de transfer în regim de lungire, pentru un anumit coeficient de lungire K_{lung} și o anumită valoare medie a capacității antenei, fără a lua în considerație variațiile factorului de calitate Q_{tn} în funcție de frecvența de acord. Această variație poate fi totuși însemnată. De aceea, la calculul valorii C' cu formula (2.185) este mai bine să se folosească în locul valorii H' neuniformitatea transferului în regimul menționat mai sus, găsită cînd se are în vedere variația lui Q_{tn}; în acest scop în prealabil trebuie făcut calculul lui $K_{tn\,0}$ în acest regim, la frecvențele f_{min} și f_{max}.

În cazul regimurilor de lungire și de scurtare, condensatorul special C' nu se pune și considerăm $C' = 0$.

Pentru toate trei regimurile;

$$C_{t\,min} = C_1 + C_{v\,min} \tag{2.186}$$

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi f_{max} C_{t\,min}}{Q g_{11} p_{11\,min}}} \tag{2.187}$$

$$L_{ct} = L_c \frac{p_1^2}{k_{ct}^2} . \tag{2.188}$$

Mărimea g_{11} introdusă în calcul trebuie să corespundă la frecvența f_{max}.

Arhiva digitala SaDAng

Mărimea k_{ct} (coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_c și L_{ct}) trebuie să fie cît mai apropiată de unitate, dar dacă inductanța L_{ct} se obține așa de mică încît este greu de realizat practic, atunci trebuie adoptată valoarea minimă ușor realizabilă și apoi se găsește:

$$k_{ct} = p_1 \sqrt{\frac{L_c}{L_{ct}}}. \tag{2.189}$$

Calculăm f_{med} cu formula (2.119), unde

$$C_{t\,med} = C_1 + C_{v\,med} \tag{2.190}$$

iar $C_{v\,med}$ se determină cu formula (2.121).

Pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}, f_{med} și f_{max}, calculăm ρ, cu formula (2.122), în regimurile de lungire și de cuplaj combinat:

$$p_A = \frac{k_{Ac}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}}} + \frac{C'}{C_1 + C_v}}{1 - \frac{1}{K^2_{lung} K'_A}\left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}; \tag{2.191}$$

în regim de scurtare:

$$p_A = \frac{k_{Ac}\sqrt{\frac{L_c}{L_{Ac}}}}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K^2_{scurt} K_A - 1}; \tag{2.192}$$

indiferent de regim:

$$R_{LAc} = \frac{2\pi f_0 L_{Ac}}{Q_{LAc}}; \tag{2.193}$$

$$R'_{Ac} = R'_A + R_{LAc}; \tag{2.194}$$

$1/p_{A0}$, p_{11}, g_g, Q_{in} cu formulele (2.152), (2.126)—(2.128) iar B_{in} cu formula (2.130);

în regim de lungire:

$$K_{in\,0} = p_A \frac{C_{A\,med}}{C_{A\,med} + C_{lung}} Q_{in} p_1; \tag{2.195}$$

în regim de scurtare:

$$K_{in\,0} = p_A Q_{in} p_1 \tag{2.196}$$

Valorile minime obținute pentru p_{11} (la f_{max}) și pentru B_{in} (la f_{min}), din calculul făcut conform metodicii prezentate mai sus, diferă totdeauna întrucîtva de banda necesară $B_{pres\,min}$ și de valoarea adoptată pentru $p_{11\,min}$.

Aceasta se explică prin neglijarea în formula (2.181) a reflexiei de rezistență produsă de antenă. Dacă diferența de bandă de trecere depășește 10—15%, trebuie refăcut calculul începînd cu alegerea valorii k_{Ac}. Pentru aceasta trebuie adoptată o nouă valoare pentru Q, egală cu precedenta înmulțită cu $\frac{B_{in}}{B_{pres\ min}}$, unde B_{in} este banda de trecere obținută la f_{min}. Indiferent de regim, găsim F_{tr} cu formulele din § 2.1.4 sau cu ajutorul curbelor experimentale, R_{c1} și E_{Av} cu formulele (2.131) și (2.132).

Se determină atenuarea relativă a frecvenței intermediare la frecvența din gamă, cea mai apropiată de frecvența intermediară.

A. *În regim de lungire și cu cuplaj combinat*

$$\frac{1}{y_{in f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{f_i}^2) - 20 \lg \frac{f_i}{f_0} \left| \frac{K_{lungK}^2 K'_A - \left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}{K_{lungK}^2 K'_A - \left(\frac{f_{min}}{f_i}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{Ac} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_i^2}\right) \right| [\text{dB}]. \qquad (2.197)$$

B. *În regim de scurtare:*

$$\frac{1}{y_{in f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{f_i}^2) - 20 \lg \frac{f_i}{f_0} \left| \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurtK}^2 K_A - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_i}\right)^2 K_{scurtK}^2 K_A - 1} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{Ac} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_i^2}\right) \right| [\text{dB}]. \qquad (2.198)$$

În ambele cazuri ξ_{f_i} se determină cu formula (2.134), iar k_{At} reprezintă coeficientul de cuplaj între bobinele L_{Ac} și L_{ct}.

Dacă atenuarea obținută este mai mică decît cea necesară trebuie folosit un filtru de frecvență intermediară.

Pentru frecvența f_{max}, găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

— în regim de lungire și cu cuplaj combinat:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \log(1 + \xi_{im}^2) - 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} \left| \frac{K_{lungK}^2 K'_A - \frac{1}{\gamma^2}}{K_{lungK}^2 K'_A - \left(\frac{f_{min}}{f_{im}}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{Ac} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_{max}^2}{f_{im}^2}\right) \right| [\text{dB}] \qquad (2.199)$$

Arhiva digitala SaDAng

— în regim de scurtare:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10\ \lg(1 + \xi_{im}^2) - 20\ \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} \left| \frac{K_{scurt}^2 K_A - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_{im}}\right)^2 K_{scurt} K_A - 1} \right| -$$

$$- 20\ \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{Ac} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_{max}^2}{f_{im}^2}\right) \right| [\text{dB}]. \qquad (2.200)$$

În ambele cazuri ξ_{im} se determină cu formula (2.136) iar k_{At} are același sens ca și în (2.197) și (2.198).

Curbele de rezonanță (dacă sînt necesare) se calculează cu formula (2.138).

În cazul cuplajului combinat, formulele (2.199) și (2.200) nu țin seama de influența capacității C'.

Exemplu. *Date inițiale.* Aceleași ca în exemplul din § 2.2.1.

Calculul. Cu formulele (2.166) și (2.167) obține $C_1 = 41{,}6$ pF; $C_{T\,med} = 27{,}6$ pF.

Întrucît inegalitatea din relația (2.116) este prea mare, adoptăm $C_{T\,med} = 9{,}6$ pF, iar cu formula (2.168) găsim $C_{supl} = 18$ pF.

Cu formulele (2.169) și (2.118) obținem $C_{t\,max} = 541{,}6$ pF, $L_c = 180$ μH.

Adoptăm $Q_{LAc} = 30$.

Apoi efectuăm calculul succesiv pentru toate cele trei regimuri: lungire, cuplaj combinat și scurtare.

Pentru regimul de lungire adoptăm o neuniformitate admisibilă $H = 1{,}5$ și presupunînd $L_{Ac\,max} = 5$ mH, găsim cu ajutorul formulelor (2.170) — (2.175): $K_{lung\,a} = 1{,}68$; $K_{lung\,L} = 1{,}96$; $K'_{lung\,c} = 1{,}86$; $a = 4{,}38$; $b = 9{,}38$; $K''_{lung\,c} = 2{,}75$; $K_{lung\,c} = 2{,}75$.

Întrucît $K_{lung} < K_{lung\,c} > K_{lung\,a}$ iar $K_{lung\,L} > K_{lung\,a}$ adoptăm $K_{lung} = K_{lung\,L} = 1{,}96$; $L_{Ac} = L_{Ac\,max} = 5$ mH și $C_{lung} = 0$.

Cu formulele (2.178) și (2.180) determinăm $K'_A = K_A = 1{,}53$ și $R_{LAc\,min} = 535\ \Omega$.

Cu formulele (2.95) și (2.96), ca și exemplul din § 2.2.1, găsim $p_{11B} = 1{,}5\ p_{11\Delta f} < 0$ Adoptăm $p_{11\,min} = 1{,}5$.

Cu formula (2.181) calculăm $Q = 77$.

Cu formulele (2.182) și (2.183) determinăm valorile $K_{\Delta f} = 0{,}174$; $k_s = 0{,}215$. Adoptăm $k_{Ac} = 0{,}174$.

Cu formulele (2.186) — (2.188), luînd $k_{ct} = 0{,}8$ găsim $C_{t\,min} = 51{,}6$ pF; $p_1 = 8{,}8 \cdot 10^{-2}$; $L_{ct} = 2{,}18$ μH.

Cu formulele (2.121), (2.190) și (2.119) găsim $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 112{,}6$ pF; $f_{med} = 1120$ kHz.

Pentru frecvența f_{min}, calculăm cu formula (2.122) $\rho = 577\ \Omega$; cu formulele (2.191), (2.193) și (2.194), $p_A = 3{,}98 \cdot 10^{-2}$; $R_{LAc} = 533\ \Omega$, $R_{Ac} = 613\ \Omega$; cu formulele (2.152), (2.126), (2.128), determinăm $1/p_{A0} = 0{,}129$; $p_{11} = 5{,}47$; $g_g = 3{,}28 \cdot 10^{-3}$S; $Q_{in} = 57{,}6$; cu formulele (2.195) și (2.130) $K_{in\,0} = 0{,}195$; $B_{in} = 8{,}85$ kHz.

Valoarea obținută pentru B_{in} diferă de $B_{pres\,min}$ necesară, cu 10,6% ceea ce poate fi considerat acceptabil.

Adoptăm ca și în exemplul din § 2.2.1: $B = 1{,}12$, $C_{min} = 1{,}18 \cdot 10^{-3}$ S, $D = 40\ \Omega$ iar cu formula (2.34) găsim $F_{tr} = 1{,}50$.

Cu formulele (2.131) și (2.132): $R_{c1} = 7{,}5\ \Omega$; $E_{Av} = 31{,}4$ μV.

Rezultatele calculului (inclusiv pentru celelalte două frecvențe) sînt prezentate în tabelul 2.6.

Tabelul 2.6

f[kHz]	510	1120	1655
ρ [Ω]	577	1270	1850
p_A	$3{,}98 \cdot 10^{-2}$	$3{,}42 \cdot 10^{-2}$	$3{,}36 \cdot 10^{-2}$
R_{LAc}[Ω]	533	1170	1730
R_{Ac}[Ω]	613	1250	1810
$\frac{1}{p_{A0}}$	0,129	$8{,}86 \cdot 10^{-2}$	$8{,}51 \cdot 10^{-2}$
p_{11}	5,47	2,49	1,64
g_g[mS]	3,28	1,49	0,985
Q_{in}	57,6	50,4	44
$K_{in\,0}$	0,195	0,152	0,130
B_{in}[kHz]	8,85	22,2	37,6
F_{tr}	1,50	1,97	2,36
R_{c1}[Ω]	7,5	16,5	24,4
E_{Av}[μV]	31,4	62,1	84,2

Pentru frecvența f_{min} găsim cu formulele (2.134) și (2.197) admițînd $k_{At} = 0{,}1$, $\xi_{f_i} = -10{,}5$; $\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 19{,}5$ dB.

Pentru frecvența f_{max} determinăm cu ajutorul formulelor (2.136) și (2.139), admițînd $k_{At} = 0{,}1$, $\xi_{im} = 40{,}8$; $\frac{1}{y_{in\,im}} = 34{,}4$ dB.

Din tabelul 2.6 se vede că neuniformitatea de transfer $H = 1{,}5$ coincide cu cea stabilită în §2.2.1, se constată că în medie în gamă, K_{in} și E_{Av} sînt mai bune la circuitul de intrare, realizat cu cuplaj capacitiv exterior cu antena și cu cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul; asemenea, în acest caz și atenuarea canalului imagine este mai mare.

Comparînd rezultatele obținute în acest exemplu cu rezultatele de la exemplul de lungire, alegem 5; La circuitul de intrare cu cuplaj combinat (ca și în cazul regimului de lungire), $K_{lung} = 1{,}96$, apoi $C_{lung} = 0$; $L_{Ac} = 5$ mH; $K_A = 1{,}53$, $R_{Ac\,min} = 533$ Ω; $p_{11\,min} = 1$, $Q = 77$; $k_{Ac} = 0{,}174$; $p_1 = 8{,}8 \cdot 10^{-2}$; $L_{ct} = 2{,}18$ μH.

Apoi folosind neuniformitatea obținută în regim de lungire, găsim cu formula (2.185), $C' = 1$ pF. Această capacitate este atît de mică, încît nu este necesar să se introducă un condensator special ci va fi suficientă capacitatea parazită (constructivă) dintre bobine. Dar această problemă se va rezolva definitiv numai la experimentarea în laborator a prototipului.

Acum calculăm la frecvența f_{min} cu formula (2.191) valoarea $p_A = 4{,}22 \cdot 10^{-2}$.

Rezultatele tuturor celorlalte calcule (în afară de valorile ρ, R_{LAc}, R_{Ac} și R_c care rămîn aceleași ca și la regimul de lungire) se prezintă în tabelul 2.7.

Tabelul 2.7

f[kHz]	510	1120	1655
p_A	$4{,}22 \cdot 10^{-2}$	$4{,}10 \cdot 10^{-2}$	$5{,}4 \cdot 10^{-2}$
$1/p_{A0}$	0,146	0,127	0,220
p_{11}	5,58	2,48	1,84
g_g[mS]	3,34	1,49	1,10
Q_{in}	57,0	48,7	40,8
$K_{in\,0}$	0,212	0,177	0,194
B_{in}[kHz]	8,95	23,0	40,5
F_{tr}	1,61	1,97	2,23
E_{Av}[μV]	30,7	51,9	52,0

Arhiva digitala SaDAng

Pentru regimul de scurtare, cu formulele (2.142), (2.143), (2.146) și (2.148 a) găsim ca și exemplul din § 2.2.2, $K_A = 1{,}53$, $K_{scurt} = 1{,}65$, $L_{Ac} = 19{,}5$ μH, $R_{LAc\,max} = 6{,}75$ Ω. Apoi se găsește $C_{lung} = 0$ și ca și în regimurile de lungire și cu cuplaj combinat $p_{11\,min} = 1{,}5$; $Q = 77$; $p_1 = 8{,}8 \cdot 10^{-2}$, $L_{ct} = 2{,}18$ μH, $f_{med} = 1060$ kHz.

Cu formulele (2.147) și (2.148) găsim $k_{\Delta f} = 0{,}157$, $k_s = 0{,}149$ (diferența, în comparație cu exemplul din § 2.2.2 este datorită faptului că Q are alte valori). Adoptăm $k_{Ac} = 0{,}149$.

Pentru frecvența 510 kHz, $\rho = 577$ Ω, iar cu formulele (2.192) — (2.194) obținem: $p_A = 1{,}06 \cdot 10^{-2}$, $R_{LAc} = 2{,}08$ Ω. $R'_{Ac} = 82{,}08$ Ω, iar cu formulele (2.152), (2.126) — (2.128), (2.196) și (2.130) găsim $1/p_{A0} = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$, $p_{11} = 4{,}85$, $g_g = 2{,}91 \cdot 10^{-3}$ S, $Q_{in} = 63{,}9$; $K_{in\,0} = 5{,}97 \cdot 10^{-2}$, $B_{in} = 8$ kHz. Apoi cu formulele (2.34), (2.131) și (2.132) determinăm $F_{tr} = 1{,}64$, $R_{c1} = 7{,}5$ Ω, $E_{Av} = 123$ μV.

Rezultatele calculului (inclusiv pentru celelalte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.8.

Tabelul 2.8

f[kHz]	510	1120	1655
ρ [Ω]	577	1270	1850
p_A	$1{,}06 \cdot 10^{-2}$	$5{,}62 \cdot 10^{-2}$	$14{,}3 \cdot 10^{-2}$
R_{LAc}[Ω]	2,08	4,58	6,75
R_{Ac}[Ω]	82,08	84,58	86,75
$1/p_{A\,0}$	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	$1{,}61 \cdot 10^{-2}$	$7{,}39 \cdot 10^{-2}$
p_1	4,85	2,24	1,62
g_g[mS]	2,91	1,34	0,97
Q_{in}	63,9	52,4	44,3
$K_{in\,0}$	$5{,}97 \cdot 10^{-2}$	$2{,}59 \cdot 10^{-1}$	$5{,}58 \cdot 10^{-1}$
B_{in}[kHz]	8,0	21,4	37,4
F_{tr}	1,64	2,05	2,37
R_{c1}[Ω]	7,5	16,5	24,4
E_{Av}[μV]	123	38,6	19,8

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (2.134) și (2.198) calculăm $\xi_{f_i} = -11{,}6$; $1/y_{in\,f_i} = 23{,}0$ dB, iar pentru frecvența f_{max} cu formulele (2.136) și (2.200) obținem $\xi_{im} = 41{,}1$; $1/y_{in\,im} = 21{,}5$ dB.

Atenuarea canalului de frecvență intermediară este în cazul dat ceva mai bună, însă atenuarea canalului imagine este mult mai mică decît în regimul de lungire.

2.2.5. Circuitul de intrare cu două circuite acordate

Schema de principiu a circuitului de intrare care va fi calculat, se arată în trei variante în fig. 2.9. În toate cele trei variante, cuplajul dintre circuitele acordate este combinat: în variantele *a* și *b* este prin transformator și capacitiv interior, iar în varianta *c* este capacitiv exterior și capacitiv interior. Un astfel de cuplaj permite să se păstreze lărgimea benzii de trecere aproape neschimbată în intervalul gamei.

În varianta *a* bobinele circuitelor acordate L_c sînt cuplate între ele printr-un cuplaj magnetic slab ($k_{12} \ll 1$). Avantajul acestei variante constă în numărul foarte mic de piese folosite.

În varianta *b* cuplajul prin transformator se obține cu ajutorul unor bobine suplimentare mici L_2, care nu sînt cuplate cu bobinele principale ale circuitelor acordate L'_c. Coeficientul de cuplaj k'_{12} dintre bobinele L_2 este

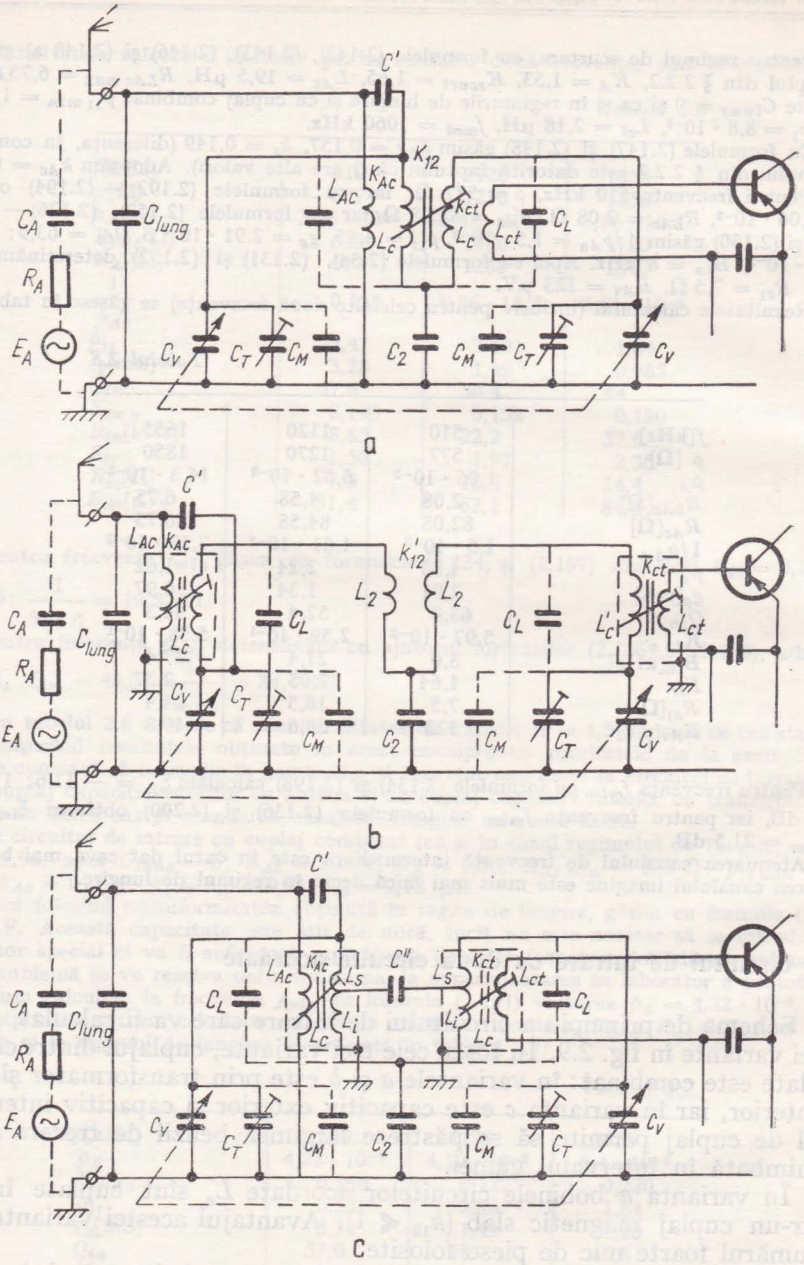


Fig. 2.9. Schema de principiu pentru circuitul de intrare cu două circuite acordate:

a și *b* — cuplaj prin inductanța mutuală și capacitiv interior între circuitele acordate; cuplaj prin inductanță mutuală cu tranzistorul; cuplaj prin inductanță mutuală și capacitiv cu antena; *c* — cuplaj capacitiv interior și exterior între circuitele acordate; cuplaj prin inductanță mutuală cu tranzistorul; cuplaj prin inductanță mutuală și capacitiv cu antena.

Arhiva digitală SaDAng

de dorit în acest caz să fie cît mai mare, iar cuplajul dintre bobinele L_c' trebuie să nu existe practic. Această variantă prezintă o mare libertate constructivă decît prima (perechile de bobine L_{Ac} L_c', L_2', L_2, L_c', L_{ct} pot fi dispuse la alegere una față de alta, cu condiția ca să fie ecranate în mod corespunzător), însă necesită două bobine suplimentare și eventual și ecrane.

În varianta *c* cuplajul necesar dintre circuitele acordate, se realizează în modul cel mai ușor, însă este necesară o piesă suplimentară — condensatorul C'', iar perechile de bobine L_{Ac} L_c și L_c L_{ct} trebuie să fie sau foarte depărtate una de alta sau, ceea ce este mai acceptabil, ecranate una față de alta, pentru a se evita cuplajul magnetic.

Capacitatea C_{lung} poate fi egală cu zero. O oarecare capacitate C' există totdeauna (capacitatea parazită dintre bobine); pentru a uniformiza transferul în gamă, această capacitate poate fi mărită prin conectarea unui condensator suplimentar, adică se poate folosi cuplajul combinat cu antena. Succesiunea calculelor este următoarea.

Găsim valoarea necesară a factorului de calitate propriu (constructiv) al circuitului acordat:

$$Q_n = \frac{1{,}4 f_{min}\sqrt{\gamma}}{B_{pres}}, \qquad (2.201)$$

unde B_{pres} este banda necesară de trecere a preselectorului (se presupune că preselectorul nu conține alte elemente selective și din această cauză banda lui de trecere este egală cu banda de trecere a circuitului de intrare).

Dacă factorul de calitate găsit nu depășește factorul de calitate maxim realizabil constructiv Q_{max}, atunci adoptăm $Q = Q_n$. În caz contrar, adoptăm $Q = Q_{max}$. În acest caz banda de trecere a circuitului de intrare se va obține aproximativ de $\frac{Q_n}{Q_{max}}$ ori mai mare ca valoarea necesară.

Determinăm valoarea necesară a reactanței de cuplaj dintre circuitele acordate:

$$x_{12n} = \frac{0{,}7 B_{pres} \frac{Q_n}{Q} (\gamma^2 - 1)}{2\pi f_{max}^2 (C_{v\,max} - C_{v\,min})}, \qquad (2.202)$$

unde Q_n și Q sînt valorile: necesară și — respectiv — adoptată efectiv pentru factorul de calitate.

Dacă valoarea Q este sensibil mai mică decît Q_n, atunci pentru obținerea benzii de trecere mai înguste, se poate adopta pentru x_{12n} o valoare mai mică decît aceea obținută din formula (2.202) (de $\frac{Q_n}{Q}$ și chiar de mai multe ori). În acest caz, odată cu reducerea benzii de trecere, crește neuniformitatea ei în interiorul gamei și ceea ce nu este de dorit, scade sensibilitatea reală în domeniul frecvențelor superioare din gamă. Trebuie de asemenea avut în vedere că micșorarea benzii de trecere obținută prin micșorarea cuplajului

dintre circuitele acordate, nu duce la o variație însemnată a atenuărilor față de canalul imagine și față de canalul de frecvențe intermediară, dar mărește apreciabil selectivitatea circuitului de intrare față de canalul vecin. Aceasta conduce la micșorarea modulației încrucișate.

Trebuie făcut calculul pentru două-trei valori ale reactanței x_{12n} și aleasă varianta cea mai bună.

Găsim capacitatea C_2;

— în variantele *a* și *b*

$$C_2 = \frac{\sqrt{\gamma}}{\pi f_{max} x_{12n}} \tag{2.203}$$

— în varianta *c*

$$C_2 = \frac{\gamma^3 + \gamma^2 - \gamma - 1}{2\pi f_{min} x_{12n} \sqrt{\gamma(\gamma^3 - 1)}}. \tag{2.204}$$

Alegem valoarea corespunzătoare cea mai apropiată de valoarea găsită pentru C_2. Determinăm capacitatea C_1 cu formula (2.104) sau (2.105). Pentru a ne convinge că valoarea obținută pentru C_1 este corectă, calculăm capacitățile minimă și maximă ale circuitului acordat ($C_{t\,min}$ și $C_{t\,max}$) cu formulele (2.109) și (2.106) și verificăm satisfacerea egalității (2.110).

Apoi găsim capacitatea medie a condensatorului trimer $C_{T\,med}$ cu formula (2.140), capacitatea obținută trebuind să satisfacă condiția (2.116). Dacă această condiție nu este satisfăcută, trebuie ales un alt condensator variabil de acord. Dacă însă inegalitatea (2.116) este prea mare, se determină $C_{T\,med}$ cu această formulă, luînd în ea semnul egal și conectînd în paralel cu C_T un condensator suplimentar cu capacitatea C_{supl}, găsită cu ajutorul formulei (2.141).

Determinăm inductanța totală a circuitului L_c cu formula (2.118).

Alegem factorul de calitate al bobinei de cuplaj Q_{LAc} (de obicei $Q_{LAc} = 20 - 30$).

Alegem tipul cuplajului cu circuitul de antenă (cuplaj numai prin transformator în regim de lungire, sau combinat), adoptăm neuniformitatea admisibilă pentru coeficientul de transfer H, calculăm valorile $K_{lung\,a}$, $K_{lung\,L}$, $K'_{lung\,c}$, și $K''_{lung\,c}$ cu formulele (2.170)—(2.175) și alegem valoarea K_{lung}, așa cum se arată în § 2.2.4.

Dacă s-a adoptat $K_{lung} = K_{lung\,L}$ atunci $L_{Ac} = L_{Ac\,max}$ și $C_{lung} = 0$. Dacă s-a adoptat $K_{lung} < K_{lung\,L}$, atunci $C_{lung} = 0$, iar L_{Ac} se determină cu formula (2.176). Dacă însă s-a adoptat $K_{lung} > K_{lung\,L}$, atunci luăm $L_{Ac} = L_{Ac\,max}$ și determinăm C_{lung} cu formula (2.177).

Aflăm valorile K'_A, R'_A și $R_{LAc\,min}$ cu formulele (2.178)—(2.180), iar $k_{\Delta f}$ și k_s — cu formulele (2.182) și (2.183). Adoptăm pentru coeficientul de cuplaj k_{Ac} dintre L_{Ac} și inductanța totală a circuitului acordat L_c, cea mai mică dintre ultimele două valori. În varianta *b*, coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{Ac} și L_c trebuie să fie ceva mai mare decît k_{Ac}, însă întrucît $L_2 \ll L_c$, această diferență este practic neesențială.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru varianta *a*, coeficientul de cuplaj dintre bobinele ambelor circuite acordate este:

$$k_{12} = \frac{x_{12n}}{4\pi f_{min}\sqrt{\gamma}\,L_c}. \tag{2.205}$$

În varianta *b*, adoptăm pentru k'_{12} valoarea cea mai mare care poate fi realizată constructiv fără greutăți și găsim:

$$L_2 = \frac{x_{12n}}{4\pi f_{min}\sqrt{\gamma}\,k'_{12}}. \tag{2.206}$$

Dacă valoarea obținută pentru L_2 este atît de mică încît poate fi realizată greu, atunci alegem pentru L_2 valoarea cea mai mică, ușor de realizat și determinăm:

$$k'_{12} = \frac{x_{12n}}{4\pi f_{min}\sqrt{\gamma}\,L_2}. \tag{2.207}$$

Întrucît $L_2 \ll L_c$, adoptăm $L'_c = L_c$.

Pentru varianta c găsim valoarea necesară a capacității C'' în ipoteza că ea este conectată la extremitățile superioare ale bobinelor de la ambele circuite acordate:

$$C''_n = \frac{x_{12n}\left(\sqrt{\gamma} - \frac{1}{\sqrt{\gamma}}\right)}{8\pi^3 f^3_{min} L_c(\gamma^3 + \gamma^2 - \gamma - 1)}. \tag{2.208}$$

Adoptăm pentru C'' valoarea cea mai apropiată de cea găsită. Dacă însă valoarea găsită este așa de mică, încît asemenea condensatoare cu capacitățile nominale respective nu există, atunci adoptăm pentru C'' o valoare de ordinul a cîtorva picofarazi și conectăm condensatorul nu la extremitățile superioare ale bobinelor, ci la prizele acestora. În acest caz găsim coeficientul corespunzător de conectare (presupunem ambele bobine identice):

$$p = \sqrt{\frac{C''_n}{C''}}, \tag{2.209}$$

unde C''_n și C'' sînt — respectiv — valorile capacității aflate cu formula (2.208) și cea adoptată efectiv.

Pornind de la coeficientul de cuplaj k_{ts} care poate fi asigurat constructiv intre partea inferioară (L_i) și cea superioară (L_s) a fiecăreia dintre bobinele de acord și de la valoarea găsită mai sus p, găsim cu ajutorul curbelor din fig. 2.7 coeficientul de cuplaj k dintre partea inferioară a bobinei și întreaga bobină, după care găsim inductanța părții inferioare a bobinei cu formula:

$$L_i = L_c \frac{p^2}{k^2}. \tag{2.210}$$

Dacă se folosește un cuplaj combinat cu antena, atunci găsim H' și C' cu formulele (2.184) și (2.185).

Găsim trei din cele mai mici valori ale coeficientului de cuplaj dintre tranzistor și cel de al doilea circuit acordat p_1, pentru care:

— variația relativă posibilă a componentei active a admitanței de intrare a tranzistorului δg_{11} conduce la o variație relativă a lărgimii benzii de trecere a acestui circuit acordat, care să nu depășească valoarea ξ_B (se recomandă $\xi_B \leqslant 0{,}2$):

$$p_{1B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} \left(1 + \frac{1}{\gamma}\right) - 1; \tag{2.211}$$

— variația relativă posibilă a componentei reactive δg_{11} a admitanței de intrare a tranzistorului (în condițiile cînd nu se poate folosi un condensator de aliniere) modifică frecvența de acord a acestui circuit acordat cu valoarea Δf, care nu depășește $\xi_{\Delta f} \cdot B_c$ (se recomandă $\xi_{\Delta f} \leqslant 0{,}2$),

$$p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta g_{11} |\operatorname{tg} \varphi_{11}| \left(1 + \frac{1}{\gamma}\right) - 1; \tag{2.212}$$

unde $\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$ la frecvența f_{max};

— coeficientul de lărgire a benzii de trecere a celui al doilea circuit acordat (în comparație cu banda de trecere proprie) produsă de către rezistența introdusă în circuit de către tranzistor, nu depășește valoarea admisibilă a lui S_{in}:

$$p_{11S} = \frac{1}{S_{in} - 1} \left[1 + \left(\frac{\gamma + 1}{2\gamma}\right)^2\right]. \tag{2.213}$$

Se recomandă $S_{in} \leqslant 1{,}3$. Cu creșterea valorii S_{in} crește diferența dintre factorii de calitate ai circuitelor acordate echivalente (în sarcină) la frecvența f_{max}, ceea ce conduce la producerea unui dezacord reciproc care este de neînlăturat și provoacă asimetria curbei de rezonanță. Prin micșorarea valorii S_{in} scade coeficientul de transfer al circuitului de intrare și sensibilitatea reală a receptorului. Notăm prin $p_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{11}. Găsim:

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi f_{max} \left[1 + \left(\frac{\gamma + 1}{2\gamma}\right)^2\right] C_{t\,min}}{Q g_{11} p_{11min}}}, \tag{2.214}$$

unde pentru g_{11} se iau valorile de la frecvența f_{max}.

Determinăm L_{ct} cu formula (2.188) sau, dîndu-se valoarea minimă ușor realizabilă L_{ct}, găsim k_{ct} cu formula (2.189).

Calculăm f_{med} cu formulele (2.119)—(2.121).

Pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}, f_{med} și f_{max} găsim: ρ, cu formula (2.122); p_A, R_{LAc}, R_{Ac} cu formulele (2.191), (2.193), (2.194); $1/p_{A0}$, cu for-

Arhiva digitala SaDAng

mula (2.152). Apoi, pentru schemele din fig. 2.9 determinăm la variantele *a* și *b*:

$$M = \begin{cases} k_{12}L_c \\ k'_{12}L_c \end{cases} \tag{2.215}$$

$$x_{12} = 2\pi f_0 M + \frac{1}{2\pi f_0 C_2}; \tag{2.216}$$

în varianta *c*:

$$x_{12} = \frac{1}{2\pi f_0 C_2}\left[1 + \frac{C''p^2C_2}{(C_a + C_1)^2}\right]; \tag{2.217}$$

în toate variantele:

$$p' = \frac{x_{12}Q}{\rho}; \tag{2.218}$$

$$\frac{1}{p_{10}} = g_{11}\rho Q p_1^2; \tag{2.219}$$

$$p_{11} = p_{10}\frac{1 + p'^2 + \frac{1}{p_{A0}}}{1 + \frac{1}{p_{A0}}}; \tag{2.220}$$

g_g cu formula (2.127);

$$Q_{1e} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{A0}}} \tag{2.221}$$

$$Q_{2e} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{10}}} \tag{2.222}$$

$$Q_e = \sqrt{Q_{1e}Q_{2e}} \tag{2.223}$$

$$p = p'\frac{Q_e}{Q} \tag{2.224}$$

$$K_{tn\,0} = p_A Q_e p_1 \frac{p}{1 + p^2} \tag{2.225}$$

$$B_{tn} = \frac{f_0}{Q_e}\begin{cases} \sqrt{p^2 - 1 + 2(1 + p^4)}, \text{ dacă } p \leqslant 1 \\ \sqrt{p^2 + 2p - 1}, \text{ dacă } p \geqslant 1; \end{cases} \tag{2.226}$$

apoi determinăm g_g cu formula (2.127), F_{tr} cu formulele din § 2.1.4 sau cu ajutorul curbelor experimentale; R_{c1} cu formula (2.131) și

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ies}}{m p_A} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{10}}\right)}\right]} \tag{2.227}$$

În ultima formulă aproximăm $B_{rec} = B_{pres}$.

Pentru frecvența din gamă, care este mai apropiată de frecvența intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10 \lg \left\{\left[1 + p^2\left(\frac{x_{12 f_i}}{x_{12}}\right)^2 - \xi_{f_i}^2\right]^2 + 4\xi_{f_i}^2\right\} - 20 \lg \left| \frac{K_{lung}^2 K_A - \left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}{K_{lung}^2 K_A - \left(\frac{f_{min}}{f_i}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| \frac{x_{12 f_i}}{x_{12}} \right| - 20 \lg \frac{f_i}{f_0} - 20 \lg \begin{cases} (1 + p^2)\ \text{dB dacă } p \leqslant 1 \\ 2p\ \text{dB dacă } p \geqslant 1, \end{cases} \tag{2.228}$$

unde $x_{12 f_i}$ se determină cu formulele (2.216) sau (2.217) punînd $f_0 = f_i$;

$$\xi_{f_i} = Q_e \left(\frac{f_i}{f_0} - \frac{f_0}{f_i}\right). \tag{2.229}$$

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg \left\{\left[1 + p^2\left(\frac{x_{12 im}}{x_{12}}\right)^2 - \xi_{im}^2\right]^2 + 4\xi_{im}^2\right\} - 20 \lg \left| \frac{K_{lung}^2 K_A - \frac{1}{\gamma^2}}{K_{lung}^2 K_A - \left(\frac{f_{min}}{f_{im}}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| \frac{x_{12 im}}{x_{12}} \right| - 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} - 20 \lg (1 + p^2)\ [\text{dB}], \tag{2.230}$$

unde $x_{12 im}$ se determină cu formulele (2.216) sau (2.217) punînd $f_0 = f_{im}$;

$$\xi_{im} = Q_e \left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right). \tag{2.231}$$

Curbele de rezonanță (dacă sînt necesare) se calculează cu formula

$$\frac{1}{y_{in}} = 10 \lg [(1 + p^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2] - 20 \lg \begin{cases} (1 + p^2)\ \text{dB dacă } p \leqslant 1 \\ 2p\ \text{dB, dacă } p \geqslant 1. \end{cases} \tag{2.232}$$

$$\text{unde } \xi = \frac{2\Delta f Q_e}{f_0}. \tag{2.233}$$

Arhiva digitala SaDAng

Exemplu. *Date inițiale.* Aceleași ca în exemplul din § 2.2.1.

Calculul. Cu formula (2.201) găsim $Q_n = 161$. Întrucît valoarea obținută depășește valoarea Q_{max}, adoptăm $Q = Q_{max} = 100$.

Cu formula (2.202) determinăm mărimea $x_{12n} = 10{,}3\ \Omega$.

Pentru variantele *a* și *b* (fig. 2.9) calculăm cu formula (2.203) $C_2 = 35{,}5$ nF; trebue adoptat $C_2 = 36\ \text{nF} \pm 5\%$. În varianta *c*, cu formula (2.204) determinăm mărimea $C_2 = 20.5$ nF. adoptăm valoarea $C_2 = 20\ \text{nF} \pm 5\%$.

Calculul în continuare va fi făcut numai pentru varianta *c*.

Cu formulele care se referă la relația (2.104) găsim $a = 1{,}9 \cdot 10^5$; $b = 3{,}8 \cdot 10^9$; $d = 1{,}8 \cdot 10^{11}$ și întrucît $4ad/b^2 = 9{,}5 \cdot 10^{-3} < 0{,}1$ determinăm cu formula (2.105) valoarea $C_1 = 38{,}7$ pF. Cu formulele (2.109) și (2.106), calculăm $C_{t\,min} = 52{,}6$ pF și $C_{t\,max} = 529$ pF. Găsim cu formula

(2.110) $\sqrt{\frac{529}{52{,}6}} = 3{,}17$ care diferă de $\gamma = 3{,}24$ cu 2%. Cu formula (2.140) determinăm capacitatea $C_{T\,med} = 28{,}7$ pF.

Întrucît inegalitatea (2.116) este foarte mare, adoptăm $C_{T\,med} = 18{,}7$ pF iar cu formula (2.141) găsim $C_{supl} = 18$ pF, adoptăm $C_{supl} = 18\ \text{pF} \pm 10\%$. Apoi cu formula (2.118) obținem $L_c = 185\ \mu\text{H}$.

Alegem $Q_{LAc} = 30$ și un cuplaj cu antena numai prin transformator ($C' = 0$). Adoptăm neuniformitatea coeficientului de transfer $H = 1{,}5$, $L_{Ac\,max} = 5$ mH, $\xi_{\Delta f} = 0{,}1$ iar cu formulele (2.170) — (2.175) găsim ca și în exemplul din § 2.2.4, $K_{lung\,a} = 1{,}68$; $K_{lung\,L} = 1{,}96$; $K'_{lung\,c} = 1{,}86$; $a = 9{,}09$; $b = 18{,}7$, $K''_{lung\,c} = 4{,}13$; $K_{lung\,c} = 4{,}13$.

Adoptăm ca în exemplul din § 2.2.4, $K_{lung} = 1{,}96$; $L_{Ac} = 5$ mH; $C_{lung} = 0$.

Ca și în exemplul din § 2.2.4 determinăm cu formulele (2.178) — (2.180): $K'_A = K_A = 1{,}53$; $R'_A = R_A$; $R_{LAc\,min} = 533\ \Omega$, iar cu formulele (2.182) și (2.183): $k_{\Delta f} = 0{,}108$; $k_c = 0{,}188$. Adoptăm $k_{Ac} = 0{,}108$. Cu formula (2.208) găsim $C''_n = 0{,}283$ pF; capacitatea obținută este foarte mică. De aceea alegem $C'' = 10\ \text{pF} \pm 5\%$ iar cu formula (2.209) determinăm $p = 0{,}168$.

Adoptînd pentru coeficientul de cuplaj k_{si} dintre partea superioară și cea inferioară a bobinelor valoarea $k_{si} = 0{,}7$ găsim cu ajutorul curbelor din fig. 2.7 valoarea $k^2 = 0{,}63$, după care cu formula (2.210) găsim inductivitatea $L_i = 8{,}3\ \mu\text{H}$.

Adoptînd $\xi_B = 0{,}2$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}1$ și $S_{in} = 1{,}3$ determinăm cu formulele (2.211) — (2.213) valorile $p_{11B} = 2{,}27$; $p_{11\Delta f} = 1{,}18$; $p_{11s} = 4{,}77$; adoptăm $p_{11\,min} = 4{,}77$.

Cu formulele (2.214) și (2.188), dîndu-se $k_{ct} = 0{,}7$ găsim $p_1 = 5{,}23 \cdot 10^{-2}$; $L_{ct} = 1{,}04\ \mu\text{H}$.

Cu formulele (2.119) — (2.121) determinăm $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 112{,}7$ pF, $f_{med} = 1130$ kHz.

Pentru frecvența de 510 kHz cu formulele (2.122), (2.191), (2.193), (2.194) și (2.152) calculăm $\rho = 592\ \Omega$; $p_A = 2{,}5 \cdot 10^{-2}$; $R_{LAc} = 535\ \Omega$; $R_{Ac} = 615\ \Omega$; $1/p_{A0} = 6{,}5 \cdot 10^{-2}$.

Cu formula (2.217) găsim $x_{12} = 15{,}9\ \Omega$.

Cu formulele (2.218) — (2.226) și (2.127) determinăm $p' = 2{,}69$; $1/p_{10} = 9{,}7 \cdot 10^{-2}$; $p_{11} = 80{,}5$; $g_g = 48{,}3 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{1e} = 93{,}8$; $Q_{2e} = 91{,}7$; $Q_e = 92{,}6$; $p = 2{,}49$; $K_{in\,0} = 4{,}07 \cdot 10^{-2}$; $B_{in} = 17{,}7$ kHz. Adoptăm ca și în exemplul din § 2.2.1, $B = 1{,}12$, $C_{min} = 1{,}18 \cdot 10^{-3}$ S, $D = 40\ \Omega$ iar cu formula (2.34) găsim $F_{tr} = 3{,}1$.

Calculăm cu formulele (2.131) și (2.227) pe $R_{c1} = 5{,}92\ \Omega$, $E_{Av} = 68\ \mu\text{V}$.

Rezultatele calculului (inclusiv pentru celelalte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.9.

Din tabel se vede că banda de trecere s-a obținut mult mai largă decît este necesar, iar sensibilitatea reală — mult mai scăzută față de toate cazurile circuitelor de intrare cu un singur circuit acordat, analizate în paragrafele precedente (acest rezultat se explică prin aceea că în exemplul dat, s-a luat $\xi_{\Delta f} = 0{,}1$ în loc de 0,2 ca în toate cazurile precedente).

Sensibilitatea reală poate fi sporită numai prin creșterea cuplajului circuitelor acordate cu circuitul de antenă pe de o parte și cu tranzistorul pe de altă parte, ceea ce conduce la creșterea valorilor $\xi_{\Delta f}$ și S_{in}. Luînd $\xi_{\Delta f} = 0{,}303$, vom obține $k_{Ac} = k_{\Delta f} = k_S = 0{,}188$.

Aceasta duce la micșorarea valorii E_{Av} cu aproximativ 40%. Creșterea mai departe a lui k_{Ac} va duce la creșterea cu mai mult de 25% a benzii de trecere a primului circuit acordat pe frecvența f_{min} pentru $C_A = C_{A\,med} + \Delta C_A$ (datorită rezistenței introduse din antenă).

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (2.217), (2.219) și (2.228) găsim: $x_{12f_i} = 17{,}4\Omega$; $\xi_{f_i} = -16{,}9$; $1/y_{in\,f_i} = 34{,}4$ dB.

Pentru frecvența f_{max}, cu formulele (2.217), (2.221) și (2.230) găsim: $x_{12im} = 10{,}4\,\Omega$, $\xi_{im} = 78{,}7$; $1/y_{in\,im} = 72{,}1$ dB.

Atenuările canalelor suplimentare sînt în acest caz cu mult mai mari decît în toate cazurile precedente. În cazul unui factor de calitate de gol (constructiv) mai bun, ele ar fi fost și mai mari.

Tabelul 2.9

f [kHz]	510	1130	1655
ρ [Ω]	592	1310	1920
p_A	$2{,}5 \cdot 10^{-2}$	$2{,}14 \cdot 10^{-2}$	$2{,}10 \cdot 10^{-2}$
R_{LAc} [Ω]	535	1180	1730
R_{Ac} [Ω]	615	1260	1810
$1/p_{A0}$	$6{,}5 \cdot 10^{-2}$	$4{,}4 \cdot 10^{-2}$	$4{,}16 \cdot 10^{-2}$
x_{12} [Ω]	15,9	10,3	16,2
p'	2,69	0,91	0,84
$1/p_{10}$	$9{,}7 \cdot 10^{-2}$	$2{,}15 \cdot 10^{-1}$	$3{,}15 \cdot 10^{-1}$
p_{11}	80,5	8,35	5,35
g_g [mS]	48,3	5,0	3,2
Q_{1e}	93,8	95,8	96,0
Q_{2e}	91,7	82,2	76,0
Q_e	92,6	88,7	85,4
p	2,49	0,808	0,718
$K_{in\,0}$	$4{,}07 \cdot 10^{-2}$	$4{,}87 \cdot 10^{-2}$	$4{,}45 \cdot 10^{-2}$
B_{in} [kHz]	17,7	17,1	20,6
F_{tr}	3,1	1,56	1,62
R_{c1} [Ω]	5,92	13,1	19,2
E_{Av} [μV]	68	118	156

2.2.6. Filtrul de rejecție pentru frecvența intermediară

Pentru a obține o atenuare suplimentară a canalului de frecvență intermediară în cazul recepției cu antenă exterioară în gamele UL și UM, se practică introducerea unui filtru între antenă și intrarea receptorului (fig. 2.10, *a*). Antena împreună cu acest filtru reprezintă față de receptor un generator echivalent cu impedența $Z'_A = R'_A + X'_A$ și f.e.m. E'_A (fig. 2.10, *b*).

Parametrii filtrului trebuie aleși astfel, încît să se obțină $E'_A \ll E_A$ și $Z'_A \gg Z_A$ în apropierea frecvenței intermediare (în banda de frecvență $(f_i - 0{,}5B_{f_i}) - (f_i + 0{,}5B_{f_i})$, iar pentru frecvențe depărtate de frecvența intermediară, valorile E'_A și Z'_A să se deosebească puțin de E_A și Z_A. Dacă frecvența de lucru, cea mai apropiată de cea intermediară este distanțată de ea cu mai mult de (5—6) B_{f_i}, după cum se întîmplă în receptoarele de radiodifuziune, atunci nu se pot satisface relațiile indicate mai sus între E'_A, Z'_A și E_A, Z_A. Ca urmare, atenuarea dată de filtru pentru oscilațiile aflate la extremitățile benzii de trecere a canalului suplimentar de frecvență intermediară (adică semnale care au frecvența $f_i \pm 0{,}5\,B_{f_i}$), nu depășește 10—20 dB (teoretic pe frecvența f_i această atenuare poate fi infinită) iar la capătul gamei de lucru, mai apropiat de f_i, se produce o oarecare micșorare a coeficientului de transfer al circuitului de intrare și a sensibilității reale. Gradul acestei mic-

Arhiva digitala SaDAng

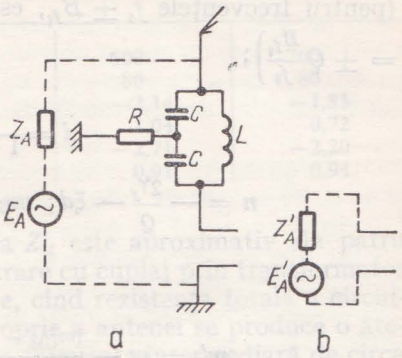


Fig. 2.10:
a — Schema de conectare a filtrului de rejecție; *b* — schema echivalentă a filtrului de rejecție împreună cu antena.

șorări depinde, în mare măsură, de parametrii antenei, de felul și mărimea cuplajului primului circuit acordat cu circuitul de antenă.

În prezent nu există o metodă pentru alegerea optimă a parametrilor filtrului analizat. În cazul unei antene, a cărei impedanță echivalentă este formată din C_A și R_A conectate în serie, se poate recomanda următoarea succesiune de proiectare:

Alegem $$C = (5 — 10)\, C_A \tag{2.234}$$

Trebuie alese condensatoare C cu factor de calitate avînd cel puțin valoarea 150 și abaterea capacității de cel mult $\pm$ 5% față de valoarea nominală.

După ce s-a determinat C, găsim valoarea inductivității:

$$L = \frac{1}{2\pi^2 f_i^2 C}. \tag{2.235}$$

Se recomandă să se aleagă factorul de calitate Q al bobinei de ordinul 30—40; în procesul de producție, eroarea de realizare a acestuia nu trebuie să depășească $\pm$ 10%.

Găsim:

$$R = \frac{Q}{4\pi f_i C} \tag{2.236}$$

și alegem valoarea cea mai apropiată corespunzătoare GOST $\pm$ 5%. Se determină valorile $\frac{E'_A}{E_A}$ și Z'_A la o frecvență oarecare f, depărtată de f_i cu cel puțin 0,5 B_{f_i} în felul următor.

Găsim o serie de mărimi ajutătoare:

$$\gamma_f = \frac{f_i}{f}; \quad \xi = Q\left(\frac{f}{f_i} - \frac{f_i}{f}\right)$$

(pentru frecvențele $f_i \pm B_{f_i}$, este mai bine să se folosească formula $\xi = \pm Q\frac{B_{f_i}}{f_i}$);

$$d = \frac{\gamma_f^2}{1+\xi^2}; \quad m = 1 + d;$$

$$n = -\frac{2\gamma_f}{Q} - \xi d; \quad m_{UM} = 1 - d; \quad n_{UM} = \xi d; \quad m_A = \frac{R_A}{Q};$$

$$n_A = \frac{x_A}{R};$$

$$m'_A = m - \frac{(m_{UM}^2 - n_{UM}^2)(m + m_A) + 2m_{UM}n_{UM}(n + n_A)}{(m + m_A)^2 + (n + n_A)^2}$$

$$n'_A = n - \frac{2m_{UM}n_{UM}(n + m_A) - (m_{UM}^2 - n_{UM}^2)(n + n_A)}{(m + m_A)^2 + (n + n_A)^2}.$$

Cu ajutorul acestor mărimi auxiliare, determinăm:

$$R'_A = m'_A R; \tag{2.237}$$

$$X'_A = n'_A R; \tag{2.238}$$

$$\frac{E'_A}{E_A} = \sqrt{\frac{m_{UM}^2 + n_{UM}^2}{(m + m_A)^2 + (n + n_A^2)}}. \tag{2.239}$$

Se recomandă să se facă calculul pentru una din frecvențele $f_i \pm 0{,}5B_{f_i}$ și pentru cîteva frecvențe din gama de lucru, începînd cu cea extremă. Rezultatele obținute pot fi folosite la calculul coeficientului de transfer al circuitului de intrare și a sensibilității reale, sau pentru analiza orientativă a influenței filtrului la diferite frecvențe.

Exemplu. *Date inițiale.* $C_A = 125$ pF; $R_A = 80\ \Omega$; gama de lucru 510 — 1 655 kHz; $f_i = 465$ kHz; $B_{f_i} = 8$ kHz.

Calculul. Folosind formula (2.234) se alege $C = 1200$ pF $\pm$ 5%. Cu formula (2.235) determinăm $L = 200$ μH. Alegem $Q = 40$ și cu formula (2.236)găsim $R = 5{,}7 \cdot 10^3\ \Omega$. Adoptăm $R = 5{,}6$ kΩ $\pm$ 5%.

Determinăm mărimile ajutătoare pentru frecvența $f = f_i + 0{,}5B_{f_i} = 469$ kHz; $\gamma_f = 0{,}99$; $\xi = 0{,}69$; $d = 0{,}665$; $m = 1{,}665$; $n = -0{,}51$; $m_{UM} = 0{,}335$; $n_{UM} = 0{,}46$; $m_A = 1{,}4 \cdot 10^{-3}$; $x_A = -2{,}74 \cdot 10^3\ \Omega$; $n_A = -0{,}48$; $m'_A = 1{,}79$; $n'_A = -0.62$.

Acum, cu formulele (2.237) — (2.239) determinăm $R'_A = 10 \cdot 10^3\Omega$; $X'_A = -3{,}48 \cdot 10^3\Omega$; $\frac{E'_A}{E_A} = 0{,}294$.

În tabelul 2.10 sînt prezentate rezultatele calculului pentru trei frecvențe din gama de lucru. Ele permit să se tragă următoarele concluzii:

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 2.10

f kHz	469	510	600	700
$R_A[\Omega]$	80	80	80	80
$X_A[\Omega]$	−2,74	−2,52	−2,14	−1,83
R'_A[kΩ]	10	2,52	1,04	0,72
X'_A[kΩ]	−3,48	−4,07	−2,71	−2,20
E'_A/E_A	0,294	0,85	0,91	0,94

Pentru frecvența intermediară valoarea Z'_A este aproximativ de patru ori mai mare ca Z_A. În cazul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator cu antena și funcționînd în regim de scurtare, cînd rezistența totală a circuitului de antenă diferă puțin de rezistența proprie a antenei se produce o atenuare a semnalelor ce au frecvența egală cu frecvența intermediară de circa patru ori. Ținînd cont de raportul E'_A/E_A, ne putem aștepta la o atenuare totală datorită filtrului de cel puțin douăsprezece ori, excluzînd efectul micșorării factorului de calitate al circuitului de intrare datorită faptului că $R'_A \gg R_A$.

În cazul cuplajului capacitiv exterior cu antena, rezistența circuitului de antenă este determinată în special de valoarea condensatorului C', și de multe ori depășește valoarea Z_A. Din această cauză ne putem aștepta să se producă atenuare a semnalelor cu frecvență egală cu cea intermediară numai datorită $E'_A/E_A \ll 1$ (de ordinul a trei ori) și datorită reducerii factorului de calitate al circuitului de intrare, care în acest caz trebuie să fie mai mare ca la cuplajul prin transformator (cu regim de scurtare).

La frecvența de 510 kHz, Z'_A este încă aproape de două ori mai mare ca Z_A, ceea ce în cazul cuplajului prin transformator în regim de scurtare trebuie să ducă la o atenuare de ordinul a două ori. Întrucît la această frecvență E'_A/E_A diferă puțin de unitate, atunci și atenuarea totală a oscilațiilor cu această frecvență datorită introducerii filtrului trebuie să fie de același ordin de mărime. Aceasta înseamnă că atenuarea relativă a oscilațiilor care au frecvență egală cu cea intermediară, trebuie să crească la extremitatea gamei de lucru datorită filtrului de aproximativ șase ori. În cazul cuplajului capacitiv exterior cu antena, atenuarea frecvenței 510 kHz va fi neînsemnată, astfel că atenuarea relativă, dată de filtru, pentru oscilații care au frecvența egală cu cea intermediară trebuie să fie la extremitatea gamei de lucru, de ordinul a trei ori.

La frecvența de 700 kHz, influența filtrului este neglijabilă.

Trebuie încă o dată atrasă atenția asupra faptului că cele spuse relativ la atenuarea oscilațiilor care au frecvența egală cu frecvența intermediară, se referă nu la oscilațiile cu frecvența f_i. Din cele spuse este clar că este vorba de atenuarea minimă (garantată) a oscilațiilor, ale căror frecvențe se află în banda B_{f_i} situată în jurul frecvenței mijlocii f_i. Atenuarea pe frecvența f_i (dacă filtrul este acordat exact pe aceasta), poate fi cu mult mai mare decît valorile indicate mai sus.

2.3. Calculul circuitului de intrare cu antenă de ferită pe UL și UM

2.3.1. Calculul antenei de ferită

În paragrafele care urmează în prezentul capitol, se prezintă succesiunea și se dau exemple de calcul pentru circuitele de intrare, la care bobina primului circuit acordat se găsește pe antena de ferită. Într-o astfel de schemă inductanța antenei trebuie să fie egală cu inductanța necesară a circuitului acordat. De aceea, ordinea de calcul este astfel stabilită încît mai întîi se determină parametrii necesari ai elementelor circuitului acordat, printre care și inductanța lui. Odată stabilită inductanța, se proiectează și se construiește antena, după care se determină înălțimea ei efectivă și factorul de calitate. După aceasta se determină cuplajul necesar cu tranzistorul (dacă el nu a fost stabilit la alegerea parametrilor elementelor circuitului acordat) și se calculează indicii principali ai circuitului proiectat.

Prin urmare calculul antenei de ferita este o etapă intermediară a calculului general; acest calcul nu poate fi făcut independent de calculul circuitului de intrare în ansamblu, dar și circuitul de intrare nu poate fi calculat pînă la capăt, dacă nu a fost proiectată antena.

În cazul cuplajului capacitiv interior cu tranzistorul (vezi § 2.3.2), pentru calculul tuturor capacităților și inductanțelor circuitului acordat, este necesar să se cunoască factorul lui de calitate de gol. Acesta este determinat în principal de factorul de calitate al antenei, care nu este cunoscut, întrucît antena nu este încă proiectată.

Din această situație se poate ieși folosindu-se pentru factorul de calitate valori probabile, adoptate pe baza experienței anterioare de proiectare. Dacă factorul de calitate al antenei proiectate va rezulta diferit de valoarea adoptată anterior, atunci se pot introduce în calcul corecțiile corespunzătoare.

Proiectarea antenei de ferită constă în a alege tipul, forma, secțiunea și dimensiunile barei de ferită, dimensiunile bobinelor și dispunerea lor pe bară, tipul și secțiunea firului, precum și stabilirea numărului necesar al spirelor astfel că pentru o inductanță dată se obține o înălțime efectivă cît mai mare, asigurîndu-se totodată posibilitățile unei oare care variații a inductanței; această variație este necesară pentru alinierea receptorului în procesul de producție.

Factorul de calitate al antenei trebuie să fie suficient de mare, însă nu are sens a tinde să se obțină valori mai mari decît o anumită valoare critică. Un circuit acordat, cu o astfel de antenă va trebui amortizat printr-o rezistență suplimentară, aceea ce duce la creșterea numărului de piese.

Valoarea critică a factorului de calitate Q_{cr}, depinde de o serie de factori și anume: numărul circuitelor acordate din circuitul de intrare și felul cuplajului cu tranzistorul, gama frecvențelor de lucru și lărgimea minimă necesară a benzii de trecere în interiorul gamei, măsura în care lărgimea maximă

Arhiva digitala SaDAng

a benzii este mai mare decît cea minimă, valorile abaterilor posibile ale parametrilor g_{11} şi b_{11} ai tranzistorului faţă de valorile nominale şi variaţiile admisibile ale benzii de trecere şi ale frecvenţei de acord a circuitului de intrare, ca urmare a acestor abateri (valoarea minimă a coeficientului de cuplaj al tranzistorului cu circuitului acordat $p_{11\,min}$).

În cazul circuitului cu două circuite acordate (v. § 2.3.4) primul circuit acordat care conţine şi antena de ferită, trebuie să aibă un factor de calitate determinat de banda de trecere necesară. Pentru un factor de calitate mai bun decît acesta banda de trecere obţinută va fi mai mică decît cea necesară. Este adevărat că banda poate fi lărgită prin micşorarea factorului de calitate al celui de al doilea circuit acordat, dar nu este recomandabil să avem circuite acordate cu factori de calitate foarte diferiţi, întrucît în cazul unei dezacordări oarecare (care totdeauna este de neînlăturat) aceasta duce la asimetria curbei de rezonanţă; acest efect s-a menţionat în § 2.2.5.

În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, cu cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul (§ 2.3.2), în condiţiile că C_{11} şi g_{11} sînt constante în limitele gamei şi de la exemplar la exemplar (se poate alege p_{11} cît de mic), dacă se admite ca la frecvenţa maximă a gamei f_{max} banda de trecere să fie egală cu $B_{pres\,min}$, iar la frecvenţa minimă f_{min} să fie de S_{in} ori mai mare decît această valoare ($S_{in} > 1$), atunci:

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{pres\,min}} S_{in} \frac{\gamma^3 - 1}{\gamma^2 - S_{in}}. \tag{2.240}$$

Dacă din cauza variaţiilor posibile ale g_{11} şi b_{11} coeficientul de cuplaj al tranzistorului cu circuitul acordat nu trebuie să depăşească $p_{11\,min}$, atunci pentru:

$$p_{11\,min} < \frac{\gamma + 1}{\gamma^2}, \tag{2.241}$$

valoarea critică a factorului de calitate este egală cu cea mai mică dintre valorile găsite cu formula (2.240) şi

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{pres\,min}} \left(\gamma + \frac{1}{p_{11\,min}\gamma^2}\right). \tag{2.242}$$

În acest caz, cu creşterea frecvenţei de acord, banda de trecere se micşorează. Pentru:

$$p_{11\,min} > \frac{\gamma + 1}{\gamma^2}, \tag{2.243}$$

avem

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{pres\,min}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}}\right). \tag{2.244}$$

În acest caz, care de obicei se întîlneşte în mod curent, banda de trecere creşte cu creşterea frecvenţei de acord.

În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, cu cuplaj prin transformator (sau autotransformator) cu tranzistorul, (§ 2.3.3) pentru C_{11} și g_{11} constanți, dacă se ia la frecvența f_{min} o lărgime de bandă de trecere egală cu $B_{pres\ min}$ și se admite lărgirea ei spre frecvența f_{max} de S_{in} ori, unde $S_{in} > 1$ (o lărgire mai mică de γ ori în acest caz nu se poate obține) atunci:

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{pres\ min}} \cdot \frac{\gamma^2 - \gamma}{\gamma^2 - S_{in}\gamma}. \qquad (2.245)$$

Dacă coeficientul de cuplaj dintre tranzistor și circuitul acordat nu trebuie să fie mai mare ca $p_{11\ min}$, atunci valoarea critică a factorului de calitate este egală cu valoarea cea mai mică dintre cele găsite cu formulele (2.244) și (2.245).

Pentru alegerea barei se folosesc drept orientare următoarele considerente. Pentru gamele UL și UM, cele mai bune sînt feritele cu permeabilitatea relativă inițială de ordinul $\mu_i = 400—1000$.

Dacă păstrăm neschimbate valoarea μ_i și raporturile tuturor dimensiunilor barei, atunci la o inductanță dată, înălțimea efectivă crește proporțional cu rădăcina pătrată a volumului feritei. Factorul de calitate, de asemenea se îmbunătățește o dată cu creșterea volumului. Prin urmare, creșterea dimensiunilor barei, este avantajoasă și este limitată numai de gabaritul receptorului în ansamblu și de considerente economice.

Pentru o lungime a barei și suprafață a secțiunii transversale date, se obțin parametrii ai antenei ceva mai buni în cazul barei rotunde. Dar diferența nu este prea mare. De aceea, dacă comoditatea dispunerii antenei în receptor impune alegerea unei bare dreptunghiulare, atunci se va accepta aceasta. Calculul antenei se face în acest caz ca și în cazul barei rotunde, cu aceeași lungime de bară și aceeași suprafață a secțiunii transversale.

La același volum al barei rotunde, cei mai buni indici ai antenei se obțin dacă se alege un raport între lungime și diametru de aproximativ 50. Dar un asemenea raport între dimensiuni nu este avantajos din considerente constructive, de aceea el se alege de ordinul 10—25.

O dată aleasă bara, se trece la alegerea geometriei bobinelor. Dacă celelalte condiții sînt identice, înălțimea efectivă crește cînd se apropie mărimea diametrului mediu al bobinei D_b de mărimea diametrului barei D_f. Aceasta

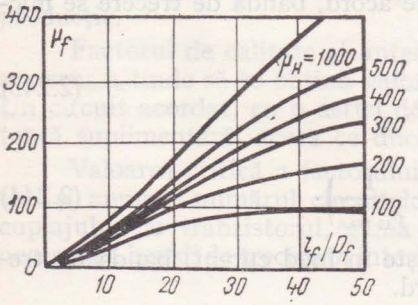


Fig. 2.11. Dependența permeabilității de raportul l_f/D_f.

Arhiva digitala SaDAng

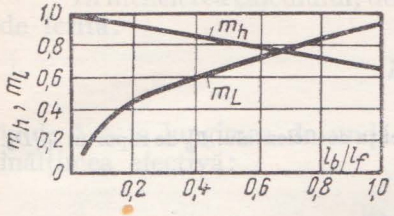


Fig. 2.12. Dependența mărimilor m_L, m_l de raportul l_b/l_f.

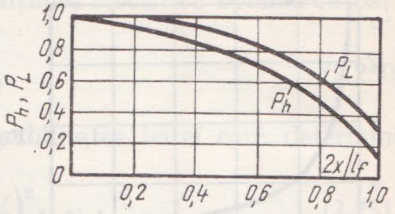


Fig. 2.13. Dependența mărimilor p_h, p_l de raportul $2x/l_f$.

impune folosirea bobinelor realizate dintr-un singur strat, cu carcase subțiri. Diametrul mediu al unei asemenea bobine este egală cu suma următoarelor mărimi: D_f, diametrul exterior al sîrmei d și dublul grosimii carcasei.

În cazul cînd antena funcționează într-o singură gamă, bobina trebuie plasată pe bară simetric față de capetele acesteia. Înălțimea efectivă este maximă dacă lungimea bobinei l_b reprezintă 0,6—0,7 din lungimea barei l_f. Prin micșorarea lui l_b pînă la (0,3—0,15) l_f, înălțimea efectivă scade respectiv cu 20—30%. Pentru ajustare, bobina poate fi împărțită constructiv în două părți; prin depărtarea celor două bobine se obține micșorarea inductanței.

În cazul antenei care funcționează pe două game de lungimi de undă (UL și UM) pe bară trebuie dispuse două bobine plasate spre extremitățile barei. Lungimile bobinelor în acest caz se recomandă a se lua egale cu (0,15—0,3) l_f. Ajustarea (reglarea inductanței fiecărei bobine) se asigură printr-o deplasare a bobinei respective în lungul barei.

Odată aleasă lungimea bobinei și dispunerea ei pe bară, se trece la calculul numărului necesar de spire. Calculul se face în următoarele ordine.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.11 pornind de la permeabilitatea inițială a feritei și de la raportul l_f/D_f, găsim permeabilitatea barei μ_f în cazul $l_b = l_f$.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.12 și 2.13, în funcție de mărimea rapoartelor l_b/l_f și $2x/l_f$, în care x este distanța dintre centrul bobinei și mijlocul barei (fig. 2.14), găsim coeficienții m_L și P_L, care reprezintă micșorarea suplimentară a permeabilității barei (care determină inductanța bobinei) datorită faptului că bobina este mai scurtă decît bara și este deplasată față de mijlocul ei.

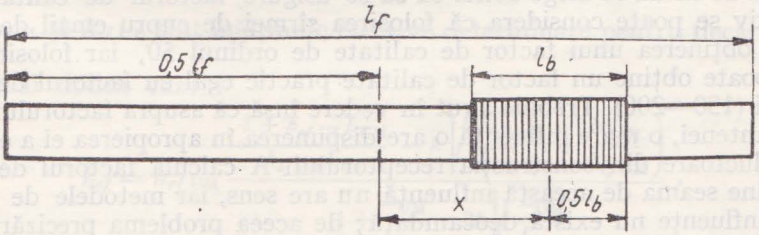


Fig. 2.14. Circuitul de intrare cu antenă de ferită.

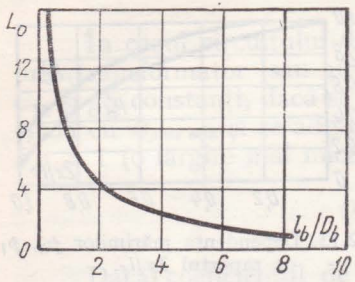


Fig. 2.15. Dependența coeficientului L_0 de raportul l_b/D_b.

Găsim permeabilitatea barei, care determină inductanța bobinei:

$$\mu_L = \mu_f m_L P_L \left(\frac{D_f}{D_b}\right)^2. \tag{2.246}$$

Întrucît diametrul firului bobinei nu este încă ales, determinăm valoarea D_b orientativ.

Găsim inductanța necesară a bobinei fără bară (cu aer):

$$L_a = \frac{L}{\mu_L}, \tag{2.247}$$

unde L este inductanța necesară a bobinei cu bară. În cazul antenei care lucrează într-o singură gamă — aceasta este inductanța necesară a antenei.

Cu ajutorul curbei din fig. 2.15, în funcție de mărimea raportului l_b/D_b, găsim coeficientul L_0, după care determinăm numărul necesar de spire:

$$n = 3{,}16 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_a}{L_0 D_b}}. \tag{2.248}$$

Alegem diametrul exterior al sîrmei, astfel ca să satisfacă condiția:

$$d \leqslant \frac{0{,}8 l_b}{n}. \tag{2.249}$$

Dacă inegalitatea (2.249) este prea mare, va trebui să se bobineze spirele foarte strîns (cu pas mic).

Tipul de sîrmă se alege astfel ca să se asigure factorul de calitate dorit. Orientativ se poate considera că folosirea sîrmei de cupru email de 0,1, va permite obținerea unui factor de calitate de ordinul 50, iar folosind sîrmă liță se poate obține un factor de calitate practic egal cu factorul de calitate al feritei (150—200). Trebuie avut în vedere însă că asupra factorului de calitate al antenei, o mare influență o are dispunerea în apropierea ei a elementelor conductoare din construcția receptorului. A calcula factorul de calitate fără a ține seama de această influență nu are sens, iar metodele de calcul a acestei influențe nu există deocamdată; de aceea problema precizării valorii factorului de calitate se face pe criterii experimentale.

Arhiva digitala SaDAng

În încheierea calculului, determinăm înălţimea efectivă a bobinei cu bară de ferită:

$$h_{ef} = \frac{\pi^2 D_b^2 n}{2\lambda} \mu_h, \tag{2.250}$$

unde λ este lungimea de undă; μ_h — permeabilitatea barei care determină înălţimea efectivă:

$$\mu_h = \mu_f m_h p_h \left(\frac{D_f}{D_b}\right)^2. \tag{2.251}$$

Coeficienţii m_h şi p_h îi găsim cu ajutorul curbelor din fig. 2.12 şi 2.13.

În cazul antenei care lucrează pe o singură gamă — aceasta este înălţimea efectivă a antenei.

La antena care lucrează pe două game, este important modul de comutare a bobinelor, adoptat pentru schimbarea gamelor. Pe UL ambele bobine (bobinele pentru UL şi pentru UM) se conectează de obicei în serie. Prin aceasta înălţimea efectivă totală este egală cu suma înălţimilor efective (sensurile de bobinare ale spirelor trebuie să fie aceleaşi), iar inductanţa se determină cu formula:

$$L_{b\,UL} = L_{UL} + L_{UM} + 2k\sqrt{L_{UL}L_{UM}}, \tag{2.252}$$

unde L_{UL} şi L_{UM} sînt inductanţele determinate pentru fiecare bobină în parte; k — coeficientul de cuplaj dintre bobine (de obicei k=0,2—0,4). Pentru trecerea pe UM, bobina de unde lungi poate fi scurtcircuitată sau conectată în paralel cu bobina de unde medii. În primul caz inductanţa rezultată este:

$$L_{b\,UM} = L_{UM}(1 - k^2), \tag{2.253}$$

iar în al doilea caz:

$$L_{b\,UM} = L_{UM} \frac{1 - k^2}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k\sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}. \tag{2.254}$$

Înălţimea efectivă în primul caz are expresia:

$$h_{ef} = h_{ef\,UM} - h_{ef\,UL} k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}, \tag{2.255}$$

unde $h_{ef\,UM}$ şi $h_{ef\,UL}$ sînt înălţimile efective determinate pentru fiecare bobină în parte.

În al doilea caz:

$$h_{ef} = h_{ef\,UM} \frac{\frac{1 + h_{ef\,UL} L_{UM}}{h_{ef\,UM} L_{UL}} - k\sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}\left(1 + \frac{h_{ef\,UL}}{h_{ef\,UM}}\right)}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k\sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}. \tag{2.256}$$

Drept elemente de bază ale proiectării se iau inductanțele totale ale antenei (ale circuitului oscilant) pe gamele de UL și UM, $L_{b\,UL}$ și $L_{b\,UM}$. În funcție de valorile lor trebuie determinate inductanțele bobinelor L_{UL} și L_{UM}. Dacă pe UM bobina de UL se pune în scurtcircuit găsim:

$$L_{UM} = \frac{L_{b\,UM}}{1 - k^2} \tag{2.257}$$

$$L_{UL} = L_{b\,UL} - L_{UM}(1 - 2k^2) - \sqrt{[L_{b\,UL} - L_{UM}(1 - 2k^2)]^2 - (L_{b\,UL} - L_{UM})^2}.$$

Dacă pe UM ambele bobine se conectează în paralel, atunci găsim mai întîi:

$$\frac{L_{UM}}{L_{UL}} = \frac{1}{b + \sqrt{b^2 - 1}}, \tag{2.258}$$

unde

$$b = 0{,}5\,\frac{L_{b\,UL}}{L_{b\,UM}}(1 - k^2) - 1 + 2k^2, \tag{2.259}$$

după care

$$L_{UL} = \frac{L_{b\,UL}}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} + 2k\sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}} \tag{2.260}$$

$$L_{UM} = L_{b\,UM}\,\frac{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k\sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}{1 - k^2}. \tag{2.261}$$

Exemplu. *Date inițiale.* Antena trebuie să funcționeze în două game. Pe UL, $f_{min} = 145$ kHz, $\gamma = 2{,}9$; $L_{b\,UL} = 2{,}14$ mH. Pe UM, $f_{min} = 510$ kHz, $\gamma = 3{,}24$; $L_{b\,UM} = 180$ μH. Pe ambele game cuplajul cu antena este capacitiv interior $p_{11\,min} = 1{,}5$, iar banda este $B_{pres\,min} = 8$ kHz.

Calculul. În gama de UL $p_{11\,min} = 1{,}5 > (\gamma + 1)/\gamma^2 = 0{,}46$; pe UM această inegalitate este și mai accentuată. De aceea factorul de calitate critic pentru ambele game îl determinăm cu formula (2.244).

Pe UL, $Q_{cr} = 30{,}2$; pentru a obține un asemenea factor de calitate, nu trebuie apelat la nici un fel de măsură specială.

Pe UM, $Q_{cr} = 106$; acest factor de calitate este relativ mare, iar influența părților constructive înconjurătoare din receptor, pot îngreuia obținerea acestei valori.

Alegem pentru antenă o bară rotundă din ferită 400 HH ($\mu_h = 400$, $Q = 160$) cu dimensiunile $l_f = 160$ mm; $D_f = 8$ mm. Adoptăm pentru bobina de UL, $l_b = 0{,}3\ l_f = 48$ mm; $x = 35$ mm, iar pentru bobina de UM, $l_b = 0{,}15\ l_f = 24$ mm; $x = 40$ mm. Pe bază de experiență adoptăm un coeficient de cuplaj între bobine $k = 0{,}3$.

Pe UL conectăm bobinele în serie, iar pe UM scurtcircuităm bobina de unde lungi.

Cu formulele (2.257) și (2.258), determinăm $L_{UM} = 198$ μH; $L_{UL} = 1{,}62$ mH.

Întrucît $l_f/D_f = 20$, cu ajutorul curbelor din fig. 2.11 găsim $\mu_f = 135$.

Pentru bobina de UL avem $l_b/l_f = 0{,}3$; $2x/l_f = 0{,}44$; cu ajutorul acestor valori și al curbelor din fig. (2.12) și (2.13) obținem $m_L = 0{,}53$, $p_L = 0{,}92$, $m_h = 0{,}92$ și $p_h = 0{,}83$.

Arhiva digitala SaDAng

Adoptînd grosimea carcasei bobinei egală cu 0,5 mm şi (orientativ) diametrul sîrmei $d = 0{,}15$ mm găsim $D_b = 9{,}15$ mm.

Cu formulele (2.246) şi (2.247) determinăm $\mu_L = 50{,}5$; $L_a = 32$ μH.

Întrucît $l_b/D_b = 5{,}25$, cu ajutorul curbei din fig. 2.15 găsim $L_0 = 1{,}75$ iar cu formula (2.248), $n = 141$.

Folosind formula (2.249) şi considerînd că $0{,}8\ l_b/n = 0{,}27$ mm alegem sîrma Cu email 0,25. Diametrul acestei sîrme este ceva mai mare ca cel adoptat iniţial, ceea ce însă practic nu este esenţial.

Apoi, cu relaţia (2.251) calculăm $\mu_h = 79{,}3$; cu formula (2.250) pentru frecvenţa 145 kHz ($\lambda = 2070$ m), $h_{cf\,UL} = 2{,}2 \cdot 10^{-3}$ mm iar pentru frecvenţa 510 kHz, $h_{ef\,UL} = 7{,}7 \cdot 10^{-3}$ m.

Pentru bobina de UM avem $l_b/l_f = 0{,}15$; $2x/l_f = 0{,}5$ şi cu ajutorul curbelor din fig. (2.12) şi (2.13) determinăm $m_L = 0{,}42$; $p_L = 1$; $m_h = 0{,}97$; $p_h = 0{,}97$.

Ca şi pentru bobina de UL, considerăm $D_b = 9{,}15$ mm şi cu formulele (2.246) şi (2.247) găsim $\mu_L = 40{,}1$; $L_a = 4{,}94$ μH.

Ştiind $l_b/D_b = 2{,}62$, determinăm cu ajutorul curbei din fig. 2.15 valoarea $L_0 = 3{,}2$, iar din formula (2.248), $n = 45{,}5$.

Întrucît $(0{,}8\ l_b)/n = 0{,}422$ mm, folosind formula (2.249) alegem sîrma de Cu email—mătase de 0,33. Diametrul este iarăşi mai mare decît cel adoptat iniţial, dar şi în acest caz diferenţa nu este practic esenţială.

Cu formula (2.251) găsim $\mu_h = 97{,}5$. Cu formula (2.250) determinăm pentru frecvenţa 510 kHz ($\lambda = 589$ m), $h_{ef\,UM} = 3{,}1 \cdot 10^{-3}$ m, iar pentru frecvenţa 145 kHz, $h_{ef\,UM} = 0{,}87 \cdot 10^{-3}$m.

Înălţimea efectivă a întregei antene pe frecvenţa de 145 kHz va fi $h_{ef} = 3{,}07$ mm, iar pe frecvenţa 510 kHz, $h_{ef} = 3{,}02$ mm, conform formulei (2.255).

2.3.2. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin cuplaj capacitiv interior

Schema de principiu a circuitului de intrare care se va calcula, este dată în fig. 2.16. Tranzistorul poate funcţiona atît în regim de amplificare cît şi în regim de conversie.

Ordinea de calcul este aproape la fel cu aceea expusă în § 2.2.1. Găsim valorile p_{11B}, $p_{11\Delta f}$ şi p_{11s} cu formulele (2.95) — (2.97). În acest caz prin Q_{max} înţelegem factorul de calitate cel mai mare care poate fi realizat practic. Această valoare o adoptăm pe bază de experienţă. Cea mai mare din valorile găsite o notăm cu $p_{11\,min}$.

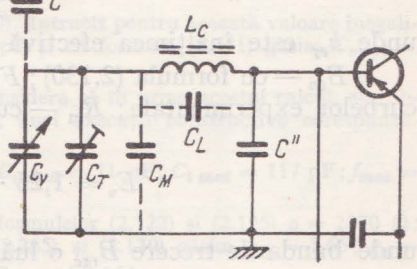


Fig. 2.16. Schema circuitului de intrare cu un circuit acordat, cuplat capacitiv interior cu tranzistorul.

Cu formula (2.98) determinăm pe Q. Dacă $p_{11\,min} = p_{11s}$, atunci $Q = Q_{max}$ iar calculul cu formula (2.98) nu mai este necesar. În acest caz, la proiectarea antenei trebuie încercat să se obțină un factor de calitate mai mare ca valoarea adoptată Q_{max}, și adoptînd-o se face calculul din nou. Dacă $p_{11\,min} > p_{11s}$, atunci valoarea Q găsită cu formula (2.98) este mai mică decît Q_{max} adică factorul de calitate Q_{max} nu poate fi folosit. La proiectarea antenei trebuie obținut în acest caz factorul de calitate egal cu Q, folosind dacă este necesar, o sîrmă mai subțire. Dacă factorul de calitate al antenei proiectate va fi mai mare decît valoarea Q găsită, atunci circuitul acordat va trebui amortizat cu o rezistență suplimentară, ceea ce nu este de admis din considerente economice.

Găsim capacitățile C_1, C_2, și C'' cu formulele (2.103) — (2.108), Prin C_1, înțelegem suma $C_p + C_M$.

Verificăm cu formulele (2.106), (2.109), și (2.110) dacă valorile găsite pentru C_1 și C_v sînt corecte.

Determinăm capacitatea medie a condensatorului trimer, cu formula (2.140). Valoarea găsită trebuie să satisfacă condiția (2.116). Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci trebuie ales un alt condensator variabil de acord. Dacă însă inegalitatea (2.116) va fi prea mare, trebuie găsit $C_{T\,med}$ din această formulă, în care se ia semnul egal și se conectează în paralel un condensator suplimentar de capacitate C_{supl}, determinată cu formula (2.141). Cu formula (2.118) calculăm L_c.

Facem calculul constructiv al antenei de ferită. Găsim frecvența f_{med} cu formulele (2.119) — (2.121). Pentru trei frecvențe din gamă f_{min}, f_{med}, f_{max} determinăm: ρ — cu formula (2.122); p_1 — din formula (3.125);

$$p_{11} = \frac{1}{g_{11}\rho Q p_1^2}; \tag{2.263}$$

g_g — cu formula (2.127):

$$Q_{in} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{11}}} \tag{2.264}$$

$$K_{in0} = h_{ef} Q_{in} p_1, \tag{2.265}$$

unde h_{ef} este înălțimea efectivă a antenei din ferită, la frecvența dată;

B_{in} — cu formula (2.130); F_{tr} — cu formulele din § 2.1.4. sau cu ajutorul curbelor experimentale; R_{c1} — cu formula (2.131):

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ies}}{m h_{ef}} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr}}, \tag{2.266}$$

unde banda de trecere B_{rec} o luăm orientativ egală cu $B_{pres\,min}$.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru frecvenţa din gamă, cea mai apropiată de frecvenţa intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvenţă intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,fi}} = 10 \lg(1 + \xi_{fi}^2)\ (\text{dB}), \tag{2.267}$$

în care ξ_{fi} se determină cu formula (2.134).

Pentru frecvenţa f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2)\ (\text{dB}), \tag{2.268}$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (2.136).

Curbele de rezonanţă, dacă sînt necesare, se calculează cu formula (2.138).

Exemplu. *Date iniţiale.* $f_{min} = 150$ kHz; $f_{max} = 408$ kHz (UL); $f_i = 465$ kHz; $B_{pres\,min} = 5$ kHz; $C_{v\,min} = 10$ pF; $C_{v\,max} = 500$ pF; tranzistorul funcţionează în regim de conversie; $g_{11\,conv} = 0{,}4$ mS (nu depinde de frecvenţă în gama de UL); $b_{11\,conv} = 0{,}2$ mS la frecvenţa 150 kHz (variază aproximativ proporţional cu frecvenţa, adică se poate considera $C_{11\,conv} =$ const); $\partial g_{11} = 0{,}5$; $\delta b_{11} = 0{,}2$; $i_e = 1$ mA; $\alpha_0 = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\,\Omega$; $f_\alpha = 60$ MHz; $Q_{max} = 80$ (din experienţă); $C_M = 10$ pF, $C_L = 6$ pF (capacitatea proprie a antenei de ferită, din experienţă).

Calculul. Alegem $\delta = 3 \cdot 10^{-2}$ şi cu formulele (2.1) şi (2.2) găsim $f_{min} = 145$ kHz, $f_{max} = 420$ kHz; $\gamma = 2{,}9$.

Adoptăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ iar cu formulele (2.95) şi (2.96) determinăm $p_{11B} = 1{,}5$; $p_{11\,\Delta f} < 0$.

Întrucît $Q_{prag} = 91 > Q_{max} = 80$, ne folosim de prima dintre formulele (2.97) şi găsim $p_{11S} = 0{,}57$. Adoptăm $p_{11\,min} = 1{,}5$.

Cu formula (2.98) determinăm $Q = 48{,}5$. Antena de ferită trebuie să aibă un factor de calitate cu acest ordin de mărime.

Cu formula (2.103) determinăm $C_2 = 4000$ pF. Apoi găsim $a = 2{,}96 \cdot 10^4$; $b = 1{,}335 \cdot 10^8$; $d = 7{,}04 \cdot 10^9$ şi întrucît $4\,ad/b^2 = 4{,}67 \cdot 10^{-2} < 0{,}1$ ne folosim de formula (2.105) şi obţinem $C_1 = 42{,}8$ pF.

Cu formula (2.106) găsim $C_{t\,max} = 484$ pF. Pentrucă valoarea găsită diferă de $C_{v\,max}$ numai cu 3,5% adoptăm valoarea obţinută.

Cu formulele (2.102) şi (2.107) obţinem $C_{11\,conv} = 222$ pF; $C'' = 3778$ pF. Alegem $C'' = 3900$ pF $\pm$ 10%. Apoi cu formula (2.108) obţinem $C_2 = 4122$ pF.

Acum găsim $b = 1{,}41 \cdot 10^8$; $d = 7{,}47 \cdot 10^9$ şi cu formula (2.105) găsim $C_1 = 43$ pF.

Cu formulele (2.106), (2.109) şi (2.110) găsim $C_{t\,max} = 485$ pF, $C_{t\,min} = 58{,}3$ pF; $\sqrt{\frac{485}{58{,}3}} = 2{,}89$ ceea ce practic coincide cu $\gamma = 2{,}9$.

Calculăm pe $C_{T\,med} = 33$ pF cu formula (2.140). Întrucît pentru această valoare inegalitatea (2.116) este prea mare, adoptăm $C_{T\,med} = 11$ pF şi cu formula (2.141) găsim $C_{supl} = 22$ pF. Cu formula (2.118) avem $L_c = 2{,}49$ mH.

Apoi facem calculul antenei de ferită. Vom considera că în urma acestui calcul, s-a obţinut la frecvenţa 145 kHz, $h_{ef} = 3{,}3$ mm şi datorită unei execuţii constructive corespunzătoare, s-a putut asigura $Q = 48{,}5$.

Cu formulele (2.119) — (2.121) vom obţine $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 117$ pF; $f_{med} = 297$ kHz.

Pentru frecvenţa 145 kHz găsim cu ajutorul formulelor (2.122) şi (2.125) $\rho = 2270\ \Omega$; $p_1 = 0{,}117$; cu formulele (2.263), (2.127), (2.264), (2.265) şi (2.130) găsim $p_{11} = 1{,}66$; $g_g = 0{,}665 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 30{,}3$; $K_{in\,0} = 1{,}17 \cdot 10^{-3}$; $B_{in} = 4{,}8$ kHz.

Valoarea B_{in}, obținută, diferă de cea adoptată numai cu 4%, ceea ce este cu totul acceptabil.

Întrucît tranzistorul funcționează în regim de conversie, pentru calculul F_{tr} folosim formulele (2.44) — (2.46) și (2.34). Mai întîi, cu formula (2.40) cu $R_e = 0$ găsim $p = 2{,}92 \cdot 10^{-2}$. Apoi $B = 1{,}28$; $C = 1{,}17 \cdot 10^{-3}$S, $D = 151$. În fine, găsim $F_{tr} = 3{,}14$.

Cu formulele (2.131) și (2.266), luînd în ultima $\nu_{ieș} = 10$, $m = 0{,}3$ și $B_{rec} = B_{pres\ min} = 5$ kHz, găsim $R_{c1} = 46{,}8$ ohmi; $E_\nu = 1{,}06$ mV/m.

Rezultatele obținute (și pentru alte două frecvențe) sînt prezentate în tabelul 2.11.

Tabelul 2.11

f [kHz]	145	297	420
ρ [Ω]	2270	4650	6580
p_1	0,117	0,028	0,014
p_{11}	1,66	14,3	40,5
g_g [mS]	0,665	5,72	16,2
Q_{in}	30,3	45,3	47,3
h_{ef} [mm]	3,3	6,76	9,55
K_{in0}	$1{,}17 \cdot 10^{-2}$	$8{,}56 \cdot 10^{-3}$	$6{,}32 \cdot 10^{-3}$
B_{in}[kHz]	4,80	6,57	8,89
F_{tr}	3,14	2,35	3,80
R_{c1}[Ω]	46,8	95,8	135,5
E_ν[μV/m]	1060	656	700

Pentru frecvența 420 kHz găsim cu formulele (2.134). (2.267), (2.136) și (2.268): $\xi_{fi} = 9{,}65$; $1/y_{in\ fi} = 19{,}7$ dB; $\xi_{im} = 137$; $1/y_{in\ im} = 42{,}7$ dB.

2.3.3. Circuitul de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin transformator

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula, este prezentată în fig. 2.17. Succesiunea calculului este următoarea.

Găsim C_1, $C_{T\ med}$, C_{supl} (dacă este necesar), $C_{t\ max}$ și L_c cu formulele (2.166) — (2.169) și (2.118); p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele (2.95) și (2.96). Apoi

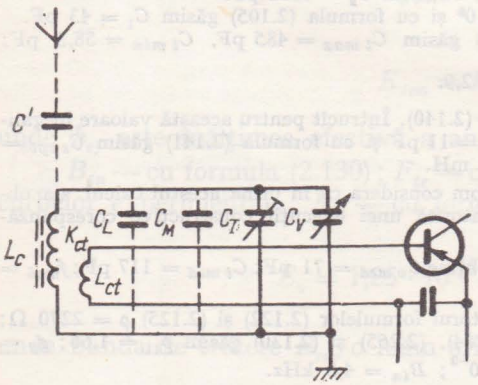


Fig. 2.17. Schema circuitului de intrare cu un circuit acordat, cuplat prin inductanță mutuală cu tranzistorul.

Arhiva digitala SaDAng

determinăm valoarea admisibilă S_{in} $(1 \leqslant S_{in} \leqslant \gamma)$ a coeficientului de lărgire a benzii de trecere a circuitului de intrare la frecvenţa f_{max} datorită rezistenţei introduse în circuitul acordat de către tranzistor, în comparaţie cu $\gamma B_{pres\,min}$, şi găsim:

$$p_{11s} = \frac{1 - \frac{S_{in}}{\gamma}}{S_{in} - 1}. \qquad (2.269)$$

Notăm cea mai mare dintre valorile p_{11B}, $p_{11\Delta f}$ şi p_{11s}, prin $p_{11\,min}$.

Stabilim factorul de calitate de gol necesar la circuitul acordat, cu formula (2.181).

Facem calculul antenei de ferită. Dacă factorul de calitate al antenei proiectate este mai bun decît cel găsit cu formula (2.181), el trebuie micşorat, folosind o sîrmă mai subţire. Dacă factorul de calitate rezultă mai mic decît cel găsit, trebuie încercată îmbunătăţirea lui, folosind o sîrmă mai groasă sau liţă. Dacă totuşi nu se reuşeşte să se mărească factorul de calitate pînă la valoarea găsită atunci rămînem la cea mai mare valoare a sa care poate fi realizată.

Găsim $C_{t\,min}$, p_1 şi L_{ct} cu formulele (2.186)—(2.188) sau dacă L_{ct} se obţine atît de mic că este nerealizabil, adoptăm o valoare L_{ct} şi determinăm pe k_{ct} cu formula (2.189).

Apoi calculăm $C_{v\,med}$, $C_{t\,med}$ şi f_{med} cu formulele (2.121), (2.190), şi (2.119).

Pentru trei frecvenţe de gamă, f_{min}, f_{med} şi f_{max} găsim: valoarea ρ cu formula (2.122): p_{11} cu rel. (2.263); g_g cu rel. (2.127); Q_{in} cu rel. (2.264); $K_{in\,0}$ cu rel. (2.265); B_{in} cu rel. (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.1.4. sau cu ajutorul curbelor experimentale; R_{c1} cu formula (2.131); E_v cu rel. (2.266).

Pentru frecvenţa din gamă, care este mai apropiată de frecvenţa intermediară, calculăm atenuarea relativă a canalului de frecvenţă intermediară cu formula (2.268).

Folosind formulele (2.267) şi (2.268) în acest caz se presupune că în formula (2.60) s-a avut în vedere termenul (2.66), în care s-a luat $m_{ct} = mk_{ct}$.

Curbele de rezonanţă (dacă sînt necesare) se calculează cu formula (2.138).

Exemplu. *Date iniţiale.* Aceleaşi ca în exemplul din § 2.3.2.

Calculul. Din formulele (2.166) şi (2.167) determinăm valorile $C_1 = 56{,}2$ pF şi $C_{T\,med} = 40{,}2$ pF. Întrucît la această valoare a $C_{T\,med}$ inegalitatea (2.116) este foarte mare, găsim capacitatea $C_{T\,med} = 13{,}2$ pF, luînd în (2.116) semnalul egalităţii. Apoi cu formula (2.168) calculăm $C_{supl} = 27$ pF. Cu formulele (2.169) şi (2.118) găsim $C_{t\,max} = 556{,}2$ pF şi $L_c = 2{,}17$ mH.

Cu formulele (2.95) şi (2.96) luînd $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ ca în exemplul din § 2.3.2, obţinem $p_{11B} = 1{,}5$ $p_{11\Delta f} < 0$. Adoptînd $S_{in} = 1{,}4$ găsim cu formula (2.262) $p_{11s} = 1{,}29$ şi adoptînd $p_{11\,min} = 1{,}5$ găsim cu formula (2.181) valoarea $Q = 35{,}7$.

Facem calculul antenei de ferită. Vom considera că în urma acestui calcul, s-a obţinut la frecvenţa 145 kHz, $h_{ef} = 3{,}3$ mm, iar datorită unei construcţii corespunzătoare s-a putut asigura $Q = 35{,}7$.

Cu formulele (2.186) — (2.188), luînd $k_{ct} = 0{,}7$ (pe bază de experienţă) găsim $C_{t\,min} = 66{,}2$ pF; $p_1 = 0{,}09$; $L_{ct} = 35{,}9$ μH.

Cu formulele (2.121), (2.190) și (2.119) determinăm $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 127,2$ pF, $f_{med} = 303$ kHz.

Pentru frecvența 145 kHz, cu formulele (2.122), (2.263) (2.127), (2.264), (2.265) și (2.130) calculăm: $\rho = 1970\ \Omega$; $p_{11} = 4,38$; $g_g = 1,75 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 29$; $K_{in\,0} = 8,6 \cdot 10^{-3}$, $B_{in} = 5$ kHz; cu formula (2.34), adoptînd ca și în exemplul din § 2.3.2.: $B = 1,28$; $C = 1,17 \cdot 10^{-3}$S, $D = 151\ \Omega$, găsim $F_{tr} = 2,17$; cu formulele (2.131) și (2.266) găsim $R_{c1} = 55,2\ \Omega$; $E_v = 975$ V/m.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.12.

Tabelul 2.12

f[kHz]	145	303	420
ρ [Ω]	1970	4120	5720
p_{11}	4,38	2,10	1,51
g_g[mS]	1,75	0,84	0,605
Q_{in}	29	24,2	21,4
h_{ef}[mm]	3,3	6,9	9,55
$K_{in\,0}$	$8,6 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-2}$	$1,84 \cdot 10^{-2}$
B_{in} [kHz]	5	12,5	19,6
F_{tr}	2,17	2,80	3,31
R_{c1} [Ω]	55,2	115	160
E_v[μV/m]	975	767	712

Confruntînd tabelele 2.11 și 2.12 se poate trage concluzia că din punctul de vedere al sensibilității reale, ambele scheme sînt în medie la fel; $K_{in\,0}$ în schema cu cuplaj capacitiv interior este în medie ceva mai mic ca în schema cu cuplaj prin transformator, dar selectivitatea circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator este mult mai proastă; la frecvența de 420 kHz, cu formulele (2.134), (2.267), (2.136) și (2.268) găsim $\xi_{fi} = 4,37$; $1/y_{in\,fi} = 13$ dB; $\xi_{im} = 62,2$; $1/y_{in\,im} = 35,8$ dB.

2.3.4. Circuitul de intrare cu antenă de ferită și cu două circuite acordate

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula este prezentată în trei variante în fig. 2.18. Aceste variante sînt analoge cu variantele respective ale circuitului de intrare din fig. 2.9. Rolul bobinei primului circuit acordat îl joacă antena de ferită.

În varianta *a*, cuplajul necesar dintre antena de ferită și bobina celui de al doilea circuit acordat ($k_{12} \ll 1$) poate fi în principiu atins prin dispunerea corespunzătoare a acestei bobine față de antenă. Dar în practică acest lucru nu este totdeauna posibil; în schimb, în această variantă schema conține cel mai mic număr de piese.

În varianta *b*, bobina principală a celui al 2-lea circuit acordat, poate fi dispusă la liberă alegere, dar trebuie să fie ecranată față de antena de ferită. Cuplajul se realizează cu ajutorul a două bobine ajutătoare L_2, ceea ce sporește numărul pieselor. Teoretic, din cauza bobinei L_2 scade întrucîtva inductanța și prin urmare și înălțimea efectivă a antenei de ferită, dar această scădere nu este sesizabilă practic, întrucît $L_2 \ll L_c$.

În varianta *c*, este cel mai ușor să se realizeze cuplajul necesar dintre circuitele acordate, însă pentru aceasta este necesar un condensator supli-

Arhiva digitala SaDAng

mentar C''. Pentru a nu face o priză la bobina de antenă, acest condensator se conectează cu una din borne (cea din stînga în schemă) la punctul superior al primului circuit acordat, iar cuplajul necesar se asigură printr-o alegere corespunzătoare a punctului de conexiune (priză) al bornei din dreapta, la bobina celui al doilea circuit acordat.

Calculul tuturor capacităţilor, inductanţelor, alegerea factorilor de calitate ai circuitelor acordate şi determinarea indicilor principali ai circuitului de intrare se poate face în toate cele trei variante, în aceeaşi ordine, şi cu aceleaşi formule ca şi în variantele corespunzătoare circuitului de intrare din fig. 2.9, lăsînd de o parte toate calculele ce privesc antena exterioară (alegerea Q_{LAc}, H, K_{lung}, L_{Ac}, C_{lung}, calculul K'_A, R'_A, R_{LAc}, k_{Ac}, p_A, R_{Ac}; $1/p_{A0}$) şi luînd în formulele (2.220) şi (2.221), $1/p_{A0} = 0$.

Găsim L_c cu formula (2.118) în variantele *a* şi *c* şi presupunînd în varianta *b*, că $L'_c = L_c$, facem calculul antenei de ferită.

În varianta *c*, coeficientul de conectare p, nu îl găsim cu ajutorul formulei (2.209), ci cu formula:

$$p_c = \frac{C''_v}{C''}. \tag{2.270}$$

În locul formulelor (2.217), (2.225), şi (2.227) se folosesc formulele:

$$x_{12} = \frac{1}{2\pi f_0 C_2}\left[1 + \frac{C'' p_c C_2}{(C_v + C_1)^2}\right]; \tag{2.271}$$

$$K_{in\,0} = h_{ef} Q_e p_1 \frac{p}{1 + p^2}; \tag{2.272}$$

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{ieş}}{m h_{ef}} \sqrt{R_{c1} B_{rec} F_{tr}\left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)}\right]} \tag{2.273}$$

În ultima formulă adoptăm, $B_{rec} \approx B_{pres}$.

În locul formulelor (2.228) şi (2.230) se folosesc formulele:

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10 \lg\left\{\left[1 + p^2\left(\frac{x_{12fi}}{x_{12}}\right)^2 - \xi_{f_i}^2\right]^2 + 4\xi_{f_i}^2\right\} - 20 \lg\left|\frac{x_{12fi}}{x_{12}}\right| -$$

$$- 40 \lg\frac{f_i}{f_0} - 20 \lg\begin{cases}(1 + p^2)\ \text{dB dacă } p \leqslant 1;\\ 2p\ \text{dB dacă } p \geqslant 1;\end{cases} \tag{2.274}$$

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg\left\{\left[1 + p^2\left(\frac{x_{12im}}{x_{12}}\right)^2 - \xi_{im}^2\right]^2 + 4\xi_{im}^2\right\} - 20 \lg\left|\frac{x_{12im}}{x_{12}}\right| -$$

$$- 40 \lg\frac{f_{im}}{f_{max}} - 20 \lg(1 + p^2)\ \text{(dB)}, \tag{2.275}$$

unde x_{12f_i}, x_{12im}, ξ_{f_i} şi ξ_{im} au acelaşi sens şi se determină la fel ca în formulele (2.228) şi (2.230).

Curbele de rezonanţă (dacă sînt necesare) se calculează cu formula (2.232).

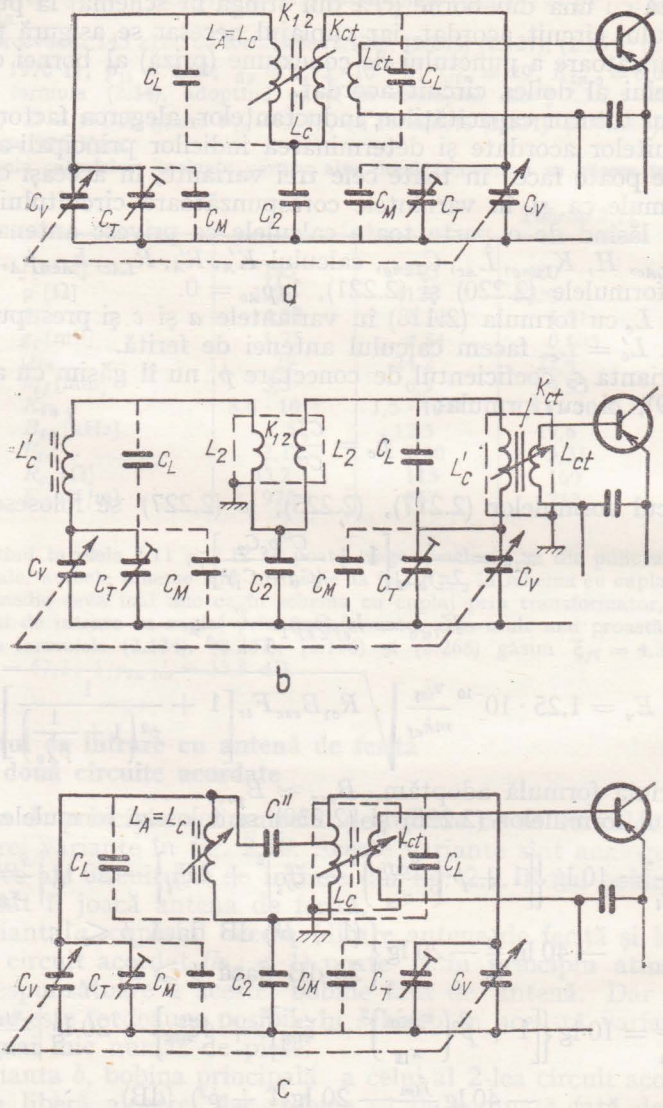


Fig. 2.18. Scheme de principiu ale circuitului de intrare cu două circuite acordate și cu antenă de ferită;

a și *b* — cuplaj prin inductanță mutuală și capacitiv interior între circuite; cuplaj prin inductanță mutuală cu tranzistorul; *c* — cuplaj capacitiv interior și exterior între circuitele acordate; cuplaj prin inductanță mutuală cu tranzistorul.

Arhiva digitala SaDAng

Exemplu. *Date iniţiale.* Aceleaşi ca în exemplul din § 2.3.2, însă $B_{pres} = 8$ kHz.

Calculul. Din formula (2.201) determinăm $Q_a = 43{,}3$. A asigura un asemenea factor de calitate nu constituie o greutate, de aceea luăm $Q = Q_a$. Cu formula (2.202) găsim $x_{12a} = 76{,}4\Omega$.

Mai departe vom face calculul numai pentru varianta *c*. Din formula (2.204) calculăm $C_2 = 10{,}4$ pF. Adoptăm $C_2 = 10$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele ce se referă la (2.104), găsim $a = 7{,}4 \cdot 10^4$; $b = 7{,}78 \cdot 10^8$; $d = 4{,}43 \cdot 10^{10}$; întrucît $4\,ad/b^2 = 2{,}12 \cdot 10^{-2} < 0{,}1$ calculăm cu formula (2.105) şi obţinem $C_1 = 47$ pF.

Cu formulele (2.109), (2.106) şi (2.110) calculăm $C_{t\,min} = 62{,}7$ pF; $C_{t\,max} = 525$ pF; $\sqrt{525/62{,}7} = 2{,}9$, care coincide cu γ.

Din formula (2.140) găsim $C_{T\,med} = 37$ pF. Întrucît inegalitatea (2.116) se obţine foarte mare, adoptăm $C_{T\,med} = 10$ pF, iar cu formula (2.141) găsim $C_{supl} = 27$ pF.

Cu formulele (2.118) şi (2.208) calculăm $L_c = 2{,}3$ mH; $C'' = 0{,}73$ pF. Această capacitate este foarte mică. De aceea alegem $C'' = 10$ pF $\pm$ 5%, iar cu formula (2.270) găsim $p_c = 0{,}073$.

Adoptăm pentru coeficientul de cuplaj dintre partea superioară şi cea inferioară a bobinei celui al doilea circuit acordat $k_{is} = 0{,}7$, găsim din curbele fig. 2.7, $k^2 = 0{,}56$ după care cu ajutorul formulei (2.210) determinăm $L_a = 22{,}4$ μH.

Facem calculul antenei de ferită. Vom considera că în urma acestui calcul s-a obţinut pe frecvenţa 145 kHz, $h_{ef} = 3{,}3$ mm iar prin construcţia corespunzătoare a bobinei s-a reuşit să se obţină $Q = 43{,}3$.

Adoptînd $\xi_B = 0{,}2$, $\xi_{\Delta f} = 0{,}1$ şi $S_{in} = 1{,}3$, cu formulele (2.211) — (2.213), găsim $p_{11B} = 2{,}36$; $p_{11\Delta f} < 0$; $p_{11s} = 4{,}85$. Adoptăm $p_{11\,min} = 4{,}85$.

Cu formulele (2.214) şi (2.188), adoptînd $k_{ct} = 0{,}7$ găsim $p_1 = 5{,}35 \cdot 10^{-2}$; $L_{ct} = 13{,}2$ μH.

Cu formulele (2.119) — (2.221) calculăm $C_{v\,med} = 71$ pF; $C_{t\,med} = 123{,}4$ pF; $f_{med} = 300$ kHz.

Pentru frecvenţa 145 kHz, cu formulele (2.122), (2.271), (2.218) — (2.220). (2.127), (2.221) — (2.224), (2.272) şi (2.226) luînd $1/p_{A0} = 0$ avem $\rho = 2100\Omega$; $x_{12} = 112\ \Omega$; $p = 2{,}31$; $1/p_{10} = 0{,}104$; $p_{11} = 61$; $g_g = 24{,}4 \cdot 10^{-3}$S; $Q_{1e} = Q = 43{,}3$; $Q_{2e} = 39{,}2$; $Q_e = 41{,}2$; $p = 2{,}2$; $K_{in\,0} = 2{,}75 \cdot 10^{-3}$; $B_{in} = 10{,}1$ kHz; din formula (2.128) adoptînd ca în exemplul din § 2.3.2, $B = 1{,}28$, $C = 1{,}17 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 151\ \Omega$, vom obţine $F_{tr} = 5{,}01$; din formulele (2.131) şi (2.273) calculăm $R_{c1} = 48{,}5\ \Omega$; $E_v = 1{,}92$ mV/m.

Rezultatele calculului (inclusiv pentru alte două frecvenţe) sînt date în tabelul 2.13.

Tabelul 2.13

f [kHz]	154	300	420
ρ [Ω]	2100	4350	6090
x_{12} [Ω]	112	80,8	123
p'	2,31	0,805	0,875
$\frac{1}{p_{10}}$	0,104	0,215	0,302
p_{11}	61	7,67	5,86
g_g[mS]	24,4	3,07	2,34
Q_{2e}	39,2	25,6	33,2
Q_e	41,2	39,3	38,0
p	2,2	0,73	0,77
h_{ef}[mm]	3,3	6,82	9,55
$K_{in\,0}$	$2{,}75 \cdot 10^{-3}$	$6{,}83 \cdot 10^{-3}$	$9{,}38 \cdot 10^{-3}$
B_{in}[kHz]	10,1	8,25	12,3
F_{tr}	5,01	2,12	2,13
R_{c1}[Ω]	48,5	100,0	140,0
E_v[μV/m]	1920	1270	1010

După cum se vede, banda de trecere obținută în mijlocul gamei este destul de apropiată de cea necesară, iar la extremități (în special la frecvențe mari), o depășește simțitor. Sensibilitatea este aproximativ de două ori mai mică ca în cazul circuitului de intrare cu un circuit acordat (vezi exemplele din § 2.3.2. și 2.3.3). Pentru frecvența f_{max}, cu formulele (2.271), (2.229), (2.274) și (2.275) obținem $x_{12f_i} = 111\,\Omega$; $x_{12im} = 38{,}3\Omega$; $\xi_{f_i} = 7{,}76$; $\xi_{im} = 110$; $1/y_{in\,f_i} = 30{,}8$ dB; $1/y_{in\,im} = 67{,}3$ dB.

Atenuarea canalelor suplimentare de recepție este în cazul de față mult mai mare ca în circuitele de intrare cu un singur circuit acordat.

2.4. Considerații în legătură cu proiectarea circuitelor de intrare destinate să lucreze atît cu antenă de ferită, cît și cu antenă exterioară

La proiectarea circuitelor de intrare ale receptorului, destinat să funcționeze atît cu antena de ferită interioară cît și cu antenă exterioară, sînt posibile următoarele trei soluții:

— Pentru funcționarea cu antena de ferită, aceasta să fie folosită ca bobină a primului circuit de acord, iar în cazul funcționării cu antena exterioară să se conecteze în primul circuit de acord o altă bobină.

— Pentru funcționarea cu antenă exterioară să se folosească ca bobină a primului circuit acordat bobina de pe antena de ferită, iar pentru a evita dezacordarea primului circuit acordat (la schimbarea antenei), deconectînd antena exterioară, se conectează în locul ei o impedanță echivalentă.

— Folosind antena de ferită ca unică bobină de acord, nu se conectează o impedanță echivalentă cu antena exterioară, ci se acceptă o oarecare dezacordare a primului circuit de acord la schimbarea antenei.

În prima soluție, circuitul de intrare trebuie realizat după schemele din fig. 2.4 (sau 2.5) 2.8, 2.9 pentru funcționarea cu antena exterioară și respectiv după schemele din fig. 2.16, 2.17 și 2.18, pentru funcționarea cu antena de ferită. Aceasta va permite ca la schimbarea antenei să nu se comute capacitățile (cu excepția condensatorului de aliniere-trimer).

Avantajul acestei soluții constă în posibilitatea de a acorda independent și exact circuitul de intrare pentru funcționare cu antena de ferită și echivalentul antenei exterioare; dezavantajul soluției — existența unei bobine suplimentare și comutarea complicată.

În a doua soluție, circuitul de intrare pentru funcționarea cu antena exterioară, poate fi realizat după orice schemă. Calculul se face în întregime pentru funcționarea cu antena exterioară. Pentru funcționarea cu antena de ferită, se găsesc numai: $K_{in\,0}$, $1/y_{in\,f_i}$ și $1/y_{in\,im}$.

Calculul $K_{in\,0}$ se face după aceeași formulă ca și pentru funcționarea cu antena exterioară (cu aceleași mărimi Q și p_1) însă în locul lui p_A se introduce înălțimea efectivă a antenei de ferită h_{ef}. Calculul $1/y_{in\,fi}$ și $1/y_{in\,im}$ se face

Arhiva digitala SaDAng

în funcție de schemă conform indicațiilor date în § 2.3.2.—2.3.4. Factorii de calitate în acest caz se iau aceiași ca la funcționarea cu antena exterioară.

Dacă s-a hotărît folosirea cuplajului prin transformator (sau combinat) cu antena exterioară, pentru a nu face o înfășurare suplimentară de cuplaj pe bara de ferită, se poate folosi schema din fig. 2.19. În această schemă, circuitul acordat este cuplat cu antena prin intermediul unei bobine suplimentare speciale, L_2.

Coeficientul de cuplaj k'_{Ac} dintre L_{Ac} și L_2 trebuie să fie cît mai mare posibil. Mărimea L_2 se determină cu formula:

$$L_2 = \frac{k^2_{Ac}}{k'^2_{Ac}}, \tag{2.276}$$

unde k_{Ac} este coeficientul de cuplaj dintre L_{Ac} și L_c, obținut la calculul circuitului de intrare cu antena exterioară; L_c — inductanța totală a circuitului acordat.

Inductanța antenei de ferită L'_c este în acest caz ceva mai mică decît inductanța totală a circuitului acordat:

$$L'_c = L_c - L_2. \tag{2.277}$$

Dar, întrucît k_{Ac} de obicei nu depășește valoarea 0,1—0,2, iar k'_{Ac} poate fi luat de ordinul 0,8—0,9, atunci conform formulei (2.276), $L_2 \leqslant 0{,}06\, L_c$ adică diferența dintre L'_c și L_c nu depășește unități de procente.

Avantajul celei a doua soluții față de prima, constă în comutarea mult mai simplă. În afară de aceasta, costul pieselor suplimentare în această so-

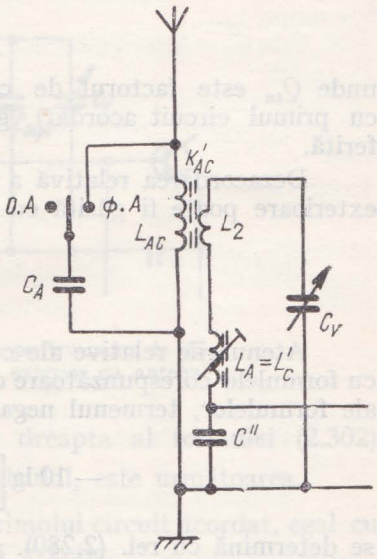


Fig. 2.19. Schema circuitului de intrare care lucrează atît cu antenă exterioară cît și cu antenă de ferită.

luție poate fi mai mic ca în prima. Dezavantajul constă în posibilitatea de apariție a unui dezacord al circuitului de intrare la schimbarea antenei, din cauza neidentității echivalentelor antenei exterioare; acest dezacord nu poate fi însă însemnat, avînd în vedere că în calcul se ia deja în considerare variația parametrilor antenei exterioare.

În a treia soluție, circuitul de intrare se calculează, se realizează și se acordează după schema de funcționare cu antenă de ferită, dar la trecerea pe funcționare cu antenă exterioară, aceasta se conectează la primul circuit acordat printr-o mică capacitate C', așa cum se arată punctat în fig. 2.16 și 2.17.

În plus se determină numai $K_{in\,0}$, $1/y_{in\,fi}$ și $1/y_{in\,im}$ pentru funcționarea cu echivalentul antenei exterioare. Avantajul acestei soluții este simplitatea. Dezavantajul — dezacordul relativ mare al primului circuit acordat pentru funcționare cu antena exterioară. Din cauza acestui dezavantaj această soluție nu poate fi recomandată pentru un circuit de intrare cu două circuite acordate.

Capacitatea C' se recomandă să se calculeze cu formula

$$C' = \frac{C_{t\,min}\gamma}{Q^{2/3}}. \tag{2.278}$$

Coeficientul de amplificare al circuitului de intrare la funcționarea cu echivalentul antenei exterioare este:

$$K_{in\,0} = \frac{Q_{in}p_1}{\left(1+\frac{C_t}{C'}\right)\sqrt{\left(1+\frac{C'}{C_t}Q_{in}\right)^2}} \tag{2.279}$$

unde Q_{in} este factorul de calitate al circuitului de intrare (echivalent cu primul circuit acordat), găsit în regimul de funcționare cu antena de ferită.

Dezacordarea relativă a circuitului de intrare la conectarea antenei exterioare poate fi găsită cu formula:

$$\frac{\Delta f}{B_{in}} = \frac{1}{2}\frac{C'}{C_c}Q_{in}. \tag{2.280}$$

Atenuările relative ale canalelor suplimentare de recepție pot fi găsite cu formulele corespunzătoare din § 2.3.2. adăugîndu-se la părțile din dreapta ale formulelor, termenul negativ:

$$-10\lg\left[1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{in}}\right)^2\right], \quad \text{unde } \frac{\Delta f}{B_{in}}$$

se determină cu rel. (2.280).

Arhiva digitala SaDAng

2.5. Calculul circuitelor de intrare în gamele de US şi UUS

2.5.1. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cuplat cu antenă prin cuplaj capacitiv exterior

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula, se prezintă în fig. 2.20.

Sînt tipice următoarele două cazuri. Primul caz: $C_A = \infty$ (circuitul echivalent al antenei este o rezistenţă), $R_A \ll \frac{1}{2\pi f_0 C_{in}}$, unde C_{in} este capacitatea dintre borna de intrare şi masă. Al doilea caz: $R_A = 0$ (circuitul echivalent al antenei este o capacitate), C_A de acelaşi ordin de mărime cu C_{int} (antenă tijă scurtă).

În primul caz capacitatea C_{in} poate fi neglijată. În al doilea caz, capacitatea C_{in} poate fi transferată în circuitul echivalent al antenei, formîndu-se un nou circuit echivalent cu parametrii $C'_{A\,med}$ şi $\Delta C'_A$, care se determină cu formulele (2.155) şi (2.156) şi f.e.m. $E'_A = E_A \frac{C_{A\,med}}{C'_{A\,med}}$. Diferenţa dintre E'_A

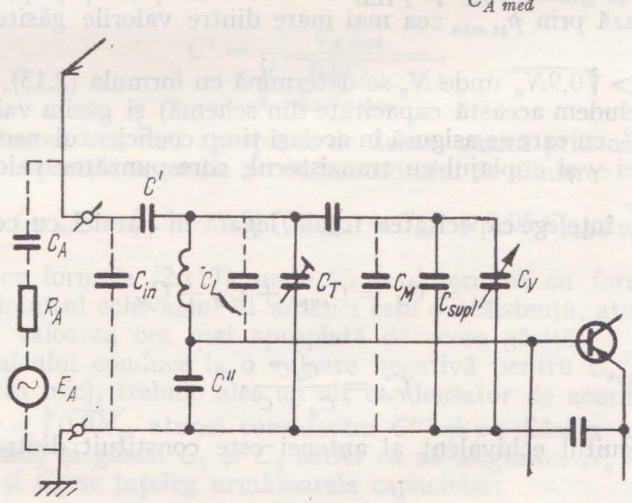


Fig. 2.20. Schema circuitului de intrare pentru gama de US cu un circuit acordat, cuplat capacitiv exterior cu antena.

şi E_A constă în introducerea în termenul din dreapta al formulei (2.302) a factorului $\frac{C_{A\,med}}{C'_{A\,med}}$. Ordinea în care se face calculul, este următoarea.

Adoptăm factorul de calitate în gol al primului circuit acordat, egal cu valoarea maximă Q_{max} care poate fi realizată practic.

Se dă valoarea admisibilă a coeficientului S_{in} de lărgire a benzii de trecere a circuitului de intrare, în comparație cu banda de trecere proprie (în gol) a primului circuit acordat. Se poate recomanda $S_{in} = 1{,}25 - 2$. Micșorarea valorii S_{in} poate duce la o importantă scădere a coeficientului de transfer al circuitului de intrare și la creșterea coeficientului de zgomot. Creșterea valorii S_{in} duce la înrăutățirea selectivității.

Găsim valoarea minimă a coeficientului de cuplaj p_{11S} dintre tranzistor și circuitul acordat la care coeficientul de lărgire a benzii de trecere din cauza rezistențelor introduse în el de antenă și de tranzistor, nu depășește valoarea S_{in}. Dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate, avem:

$$p_{11S} = \frac{1}{S_{in} - 1}; \tag{2.281}$$

dacă circuitul echivalent al antenei este o rezistență, atunci:

$$p_{11S} = \frac{3\gamma^{3/2} + S_{in} - 1}{(S_{in} - 1)\gamma^3}. \tag{2.282}$$

Adoptăm valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$ (se poate recomanda $\xi_B = 0{,}2 - 0{,}3$, $\xi_{\Delta f} = 0{,}3 - 0{,}5$) și găsim p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele (2.281) și (2.282).

Se notează prin $p_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: p_{11S}, p_{11B} și $p_{11\Delta f}$.

Dacă $\gamma > \sqrt[3]{0{,}9N_v}$ unde N_v se determină cu formula (2.13), atunci luăm $C''' = \infty$ (excludem această capacitate din schemă) și găsim valorile capacităților C_1 și C'', cu care se asigură în același timp coeficientul necesar de acoperire a gamei γ și cuplajul cu tranzistorul, corespunzător valorii $p_{11\,min}$ la frecvența f_{min}.

Prin C_1 se înțelege capacitatea totală, legată în paralel cu condensatorul de acord:

$$C_1 = C'_A = C_{supl} + C_T + C_M \tag{2.283}$$

unde

$$C'_A = \frac{C_A C'}{C_A + C'}. \tag{2.284}$$

Cînd circuitul echivalent al antenei este constituit dintr-o rezistență avem:

$$C'_A = C' \tag{2.285}$$

Prin C_2 se înțelege capacitatea totală, legată în circuitul acordat în serie cu C_v, determinată cu formula (2.101).

Calculul valorilor C_1 și C'' se face cu ajutorul formulelor (2.103) — (2.108).

Verificăm cu formulele (2.106), (2.109), și (2.110) dacă valorile găsite pentru C_1 și C_2 sînt corecte.

Determinăm neuniformitatea scării N_s cu formula (2.12).

Arhiva digitala SaDAng

Dacă circuitul echivalent al antenei este format numai din rezistenţa R_A, atunci găsim valoarea coeficientului de cuplaj dintre circuitul acordat şi circuitul de antenă, la frecvenţa f_{max}, la care se obţine coeficientul S_{in} de lărgire a benzii de trecere ales:

$$p_{A\,0s} = \frac{2}{(S_{in} - 1)\,\gamma^{3/2}}. \tag{2.286}$$

Strict vorbind, la alegerea valorilor p_{11S} cu formula (2.282) şi $p_{A\,0s}$ cu formula (2.286) coeficientul de lărgire a benzii de trecere este egal cu cel ales la frecvenţa medie geometrică a gamei; la celelalte frecvenţe însă, el se obţine întrucîtva diferit de cel ales.

Găsim:

$$C' = \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{2\pi f_{max} Q R_A p_{A\,0s}}} \tag{2.287}$$

unde Q este factorul de calitate propriu (de gol) al circuitului acordat; alegem pentru C' valoarea cea mai apropiată de aceea găsită cu relaţia de mai sus.

Dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate $C_A = C_{A\,med} + \Delta C_A$, atunci găsim:

$$C' = \frac{C'_{A\,med}}{\sqrt{\frac{Q\Delta C'_A}{2\xi_{\Delta f} C_{t\,min}} - 1}} \tag{2.288}$$

şi alegem valoarea cea mai apropiată de aceea, găsită prin calcul.

Alegem capacitatea medie a condensatorului de aliniere:

$$C_{T\,med} = (0{,}3 - 0{,}5)\,(C_{T\,min} + C_M) + 0{,}05\,C_{t\,min} \tag{2.289}$$

Găsim C_{supl} cu formula (2.117), unde C'_A se determină cu formula (2.114).

Dacă circuitul echivalent al antenei este o rezistenţă, atunci $C'_A = C'$. Alegem valoarea cea mai apropiată de aceea găsită.

Dacă calculul conduce la o valoare negativă pentru C_{supl} (din cauză că C_1 este prea mic), trebuie ales un alt condensator de acord.

Dacă $\gamma < \sqrt[3]{0{,}9N_v}$, atunci considerăm $C''' \neq \infty$ (lăsăm acest condensator în schemă) şi găsim C_1 şi C_2 astfel ca să asigurăm $N_s = 1$. În acest caz, prin C_1 şi C_2 se înţeleg următoarele capacităţi:

$$C_1 = C_{supl} + C_M + \frac{C'''(C_T + C'_A)}{C'' + C''' + C_T + C'_A}$$

$$C_2 = \frac{C''C'''}{C'' + C''' + C_T + C'_A}$$

Calculul îl facem cu formulele (2.14) şi (2.15) sau (2.16), luînd:

$$C_3 = C_L + (0{,}3 - 0{,}5)\,(C_{v\,min} + C_M) \tag{2.290}$$

Verificăm dacă valorile găsite cu formulele (2.106), (2.109) și (2.110) sînt corecte, înlocuind în primele două din ele pe C_3 în locul lui C_L și cu formula (2.12) (N_s trebuie să fie practic egală cu unitatea).

Dacă circuitul echivalent al antenei este o rezistență, găsim valoarea $p_{A\,0s}$ cu formula (2.286). Dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate, atunci considerăm $p_{A\,0s} = \infty$.

Găsim:

$$C'_{cupl} = \sqrt{\frac{C_{t\,max} g_{11} Q p_{11\,min}}{2\pi f_{min}\left(1 + \frac{1}{p_{A\,0s}\gamma^3}\right)}} \tag{2.291}$$

$$C'' = C'_{cupl} - C_{11}, \tag{2.292}$$

unde C_{11} se determină cu formula (2.96).

Valoarea g_{11} din formula (2.291) trebuie să corespundă la frecvența f_{min}.

Alegem pentru C'' valoarea cea mai apropiată de aceea găsită și obținem:

$$C_{cupl} = C'' + C_{11} \tag{2.293}$$

Găsim C' cu formula (2.287) sau (2.288) și alegem valoarea cea mai apropiată.

Apoi determinăm:

$$C_{T\,med} = (C_3 - C_L)\frac{C_{cupl}}{C_{cupl} + C_L - C_2 - C_3} - C'_A \tag{2.294}$$

$$C''' = C_2 \frac{C_{cupl}}{C_{cupl} + C_L - C_2 - C_3}; \tag{2.295}$$

$$C_{supl} = C_1 - \frac{C_2(C_3 - C_L)}{C_{cupl} + C_L - C_2 - C_3} - C_M. \tag{2.296}$$

Alegem pentru C''' și C_{supl} valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Se poate întîmpla ca din calculul cu formula (2.295) să rezulte $C''' < 0$.

În acest caz, se exclude acest condensator din schemă și se recalculează toate capacitățile ca pentru cazul $\gamma > \sqrt[3]{0{,}9N_v}$.

Indiferent pentru care din cele două cazuri indicate mai sus au fost calculate capacitățile, găsim L_c cu formula (2.118).

Se poate întîmpla ca din calcul să rezulte o inductanță L_c așa de mică încît ea să fie greu realizabilă. În acest caz, trebuie micșorat C_t. Pentru aceasta, indiferent de relația dintre mărimile γ și N_v, lăsăm condensatorul C''' în schemă și facem calculul în următoarea ordine.

Adoptăm pentru L_c valoarea minimă ce poate fi realizată fără mari greutăți și determinăm:

$$C_{t\,min} = \frac{1}{4\pi^2 f^2_{max} L_c}. \tag{2.297}$$

Arhiva digitala SaDAng

Nu trebuie mărit L_c fără rost întrucît acesta conduce la o mare modificare a neuniformităţii scării N_s faţă de unitate.

Alegem C_3 cu formula (2.290) şi găsim:

$$C_1' = \frac{C_{dif}}{2}\sqrt{1 + 4\frac{(C_{t\,min}\gamma^2 - C_3)(C_{t\,min} - C_3)}{C_{dif}C_{t\,min}(\gamma^2 - 1)}} - C_{v\,min} \qquad (2.298)$$

unde $C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}$;

$$C_2 = \frac{(C_{t\,min} - C_3)(C_1' + C_{v\,min})}{C_1' + C_{v\,min} - C_{t\,min} + C_3}. \qquad (2.299)$$

Calculăm C_1 cu formula (2.15) sau (2.16). Prin C_1 şi C_2 aici se înţeleg aceleaşi capacităţi, ca şi la varianta de calcul descrisă mai sus, pentru cazul $\gamma < \sqrt[3]{0{,}9N_v}$.

Verificăm cu formulele (2.106), (2.109), şi (2.110) dacă valorile C_1 şi C_2 găsite sînt corecte, înlocuind în primele două din ele C_3 în loc de C_L.

Găsim neuniformitatea scării cu formula (2.12). Dacă se obţine neuniformitate prea mică, atunci trebuie fie să se încerce realizarea unei valori L_c mai mici, fie să se folosească un alt condensator variabil (cu neuniformitate N_v mai mare).

Găsim $p_{A\,0s}$ cu formula (2.286), C'_{cupl}, C'', C_{cupl}, $C_{T\,med}$, C''', C_{supl} cu formulele (2.291) — (2.296) şi L_c cu formula (2.118).

Apoi calculul se face la fel pentru toate variantele.

Dacă $\gamma > 1{,}5$ atunci găsim frecvenţa f_{med} cu formula (2.119), unde:

$$C_{t\,med} = \sqrt{C_{t\,max}C_{t\,min}}. \qquad (2.300)$$

Pentru trei frecvenţe din gamă f_{min}, f_{med}, f_{max} găsim K_{in0}, B_{in}, E_{Av}. Pentru $\gamma < 1{,}5$ ne putem limita la două frecvenţe f_{min} şi f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$ — la una din aceste frecvenţe (oricare). Calculul pentru fiecare din frecvenţe îl facem în următoarea succesiune.

Din formula (2.112) găsim valoarea ρ; factorul de multiplicare p_A se determină din următoarele relaţii:

— dacă circuitul echivalent al antenei este o rezistenţă, atunci:

$$p_A = \frac{C'}{C_t}; \qquad (2.301)$$

— dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate, atunci:

$$p_A = \frac{C_{A\,med}}{C'_{A\,med}} \cdot \frac{C'_A}{C_t}. \qquad (2.302)$$

Apoi calculăm $1/p_{A0}$ cu formula (2.124) (dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate pură, atunci $1/p_{A0} = 0$); p_1, p_{11}, g_g, Q_{in}, K_{in0} şi B_{in} cu formulele (2.125) — (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.14 sau cu ajutorul curbelor experimentale, R_{c1} şi E_{Av} cu formulele (2.131) şi (2.132).

În ultima formulă luăm B egală cu banda de trecere a blocului de frecvență intermediară.

Pentru frecvența f_{min} găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară $1/y_{in\,f_i}$ cu formula (2.133).

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine $1/y_{in\,im}$ cu formula (2.135) și $1/y_{ină}$ cu formula:

$$\frac{1}{y_{ină}} = 20 \lg Q_{in} \frac{C_t}{C_L} \cdot \text{ (dB)} \qquad (2.302\,a)$$

Adoptăm pentru $1/y_{in\,im}$ valoarea cea mai mică din cele două găsite. Dacă $\gamma < 1{,}2$ atunci $1/y_{in\,f_i}$ poate fi găsit tot pentru frecvența f_{max} (în loc de f_{min}).

Curbele de rezonanță (dacă sînt necesare) se calculează cu formula (2.138).

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale:* $R_A = 400\ \Omega$; $f_{min\,n} = 15{,}10$ MHz; $f_{max\,n} =$ între 11 = 26,10 MHz (gama considerată cuprinde gamele de radiodifuziune de unde scurte cuprinse și 19 m); $f_i = 465$ kHz; $B_{fi} = 8$ kHz; $C_{v\,min} = 10$ pF; $C_{v\,max} = 500$ pF, $N_v = 15$; primul tranzistor lucrează în regim de amplificare și are la frecvența de 15 MHz, $g_{11} = 2$ mS; $b_{11} = 3{,}2$ mS; în limitele gamei de față se poate considera că ambele mărimi variază proporțional cu frecvența (prin urmare $C_{11} = \text{const}$); $\delta g_{11} = 0{,}5$; $\delta b_{11} = 0{,}5$ (în această valoare se include și faptul că C_{11} variază practic întrucîtva cu frecvența); $i_e = 1$ mA; $\alpha_0 = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\ \Omega$; $f_\alpha = 60$ MHz; $Q_{max} = 140$; $C_M = 10$ pF; $C_L = 3$ pF.

Calculul. Alegem $\delta = 2 \cdot 10^{-2}$ iar cu formulele (2.1) și (2.2) găsim $f_{min} = 14{,}8$ MHz, $f_{max} = 26{,}6$ MHz, $\gamma = 1{,}8$.

Adoptăm $S_{in} = 1{,}5$ și cu formula (2.282) determinăm $p_{11S} = 4{,}4$.

Adoptăm $\xi_B = 0{,}3$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}5$ și cu formulele (2.95) și (2.96) calculăm $p_{11B} = 0{,}67$, $p_{11\Delta f} < 0$. Luăm $p_{11\,min} = 4{,}4$.

Întrucît $\gamma = 1{,}8 < \sqrt[3]{0{,}9\,N_v} = 2{,}38$, lăsăm condensatorul C''' în schemă și găsim valorile C_1 și C_2 cu formulele (2.14) și (2.15) sau (2.16).

Cu formula (2.290) obținem $C_3 = (9-13)$ pF; adoptăm $C_3 = 10$ pF. Cu formula (2.14) obținem $C_2 = 700$ pF și găsim $a = 1{,}59 \cdot 10^3$; $b = 1{,}91 \cdot 10^6$; $d = 2{,}21 \cdot 10^8$ cm (2.15), Întrucît $4\,ad/b^2 = 0{,}386 > 0{,}1$ calculăm cu formula (2.15) valoarea $C_1 = 95$ pF.

Cu formulele (2.106), (2.109) și (2.110) cu C_3 în loc de C_L, obținem $C_{t\,max} = 331$ pF; $C_{t\,min} = 101{,}3$ pF; $\sqrt{\frac{331}{101{,}3}} = 1{,}81$ care diferă de γ numai cu 0,5%.

Cu formula (2.12) găsim $H_s = 0{,}99$. Prin urmare, valorile capacităților au fost determinate corect și se poate continua calculul.

Determinăm cu formulele (2.286), (2.291), (2.102) și (2.292) valorile $p_{A\,0s} = 1{,}66$; $C_{cupl} = 1990$ pF; $C_{11} = 34$ pF; $C'' = 1956$ pF. Adoptăm $C'' = 2000$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.293) și (2.287) obținem $C_{cupl} = 2034$ pF; $C' = 2{,}56$ pF. Luăm $C' =$ = 2,7 pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.294) — (2.296) determinăm $C_{T\,med} = 8{,}16$ pF; $C''' = 1074$ pF; $C_{supl} =$ = 91,3 pF. Luăm $C''' = 1000$ pF $\pm$ 5%; $C_{supl} = 91$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula (2.118) calculăm $L_c = 0{,}35\ \mu H$; o asemenea inductanță este ușor realizabilă.

Cu formulele (2.300) și (2.119) găsim $C_{t\,med} = 184{,}5$ pF; $f_{med} = 20{,}6$ MHz.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (2.122), (2.301), (2.124) — (2.130) calculăm $\rho =$ = 32,5 Ω, $p_A = 8{,}15 \cdot 10^{-2}$; $1/p_{A0} = 0{,}117$; $p_1 = 0{,}162$; $p_{11} = 4{,}22$; $g_g = 9{,}7 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 103$; $K_{in0} = 0{,}136$; $B_{in} = 0{,}144$ MHz.

Arhiva digitala SaDAng

Cu formula (2.40) găsim $h = 2{,}93 \cdot 10^{-2}$. Întrucît $x = 0{,}247$ atunci cu formulele (2.37), (2.43) şi (2.39), pentru $R_e = 0$, determinăm $B = 1{,}24$; $C_{min} = 2{,}0 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 43{,}7\ \Omega$.

Cu formulele (2.34), (2.131) şi (2.132) găsim $F_{tr} = 1{,}87$; $R_{c1} = 0{,}232\Omega$; $E_{Av} = 302\ \mu V$.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvenţe) sînt date în tabelul 2.14.

Tabelul 2.14

f [MHz]	14,8	20,6	26,6
ρ [Ω]	32,5	45,3	58,5
p_A	$8.15 \cdot 10^{-3}$	$1{,}46 \cdot 10^{-2}$	$2{,}56 \cdot 10^{-2}$
$1/p_{A0}$	0,117	0,264	0,628
b_{11} [mS]	3,16	4,40	5,68
p_1	0,162	$8{,}38 \cdot 10^{-2}$	$5{,}02 \cdot 10^{-2}$
g_{11} [mS]	1,97	2,75	3,55
p_{11}	4,96	10,3	22,2
g_g [mS]	9,7	28,3	78,8
Q_{in}	103	101	82,4
K_{in0}	0,136	0,124	0,106
B_{in} [kHz]	144	204	323
F_{tr}	1,87	2,80	6,63
R_{c1} [Ω]	0,232	0,323	0,417
E_{Av}[μV]	30,2	24,2	22,4

Pentru frecvenţa f_{min} calculăm cu formulele (2.134) şi (2.133) valorile $\xi_{f_i} = -3240$; $1/y_{in\,f_i} = 40{,}2$ dB.

Pentru frecvenţa f_{max} găsim cu formulele (2.136), (2.125) şi (2.302 a) valorile $\xi_{im} = 5{,}52$; $1/y_{in\,im} = 15{,}2$ dB; $1/y_{in\bar{a}} = 69{,}8$ dB.

Prin urmare, atenuarea efectivă a canalului imagine este de 15,2 dB.

Exemplul 2. *Date iniţiale:* $f_{min\,n} = 21{,}45$ MHz, $f_{max\,n} = 21{,}75$ MHz (gama de radiodifuziune de 13 m); celelalte date sînt aceleaşi ca în exemplul 1.

Calculul. Alegem $\delta = 0{,}005$ şi cu formulele (2.1) şi (2.2) găsim $f_{min} = 21{,}35$ MHz; $f_{max} = 21{,}85$ MHz; $\gamma = 1{,}023$.

Adoptăm $S_{in} = 1{,}5$ iar cu formula (2.282) găsim $p_{11S} = 4{,}97$.

Adoptăm $\xi_B = 0{,}3$, $\xi_{\Delta f} = 0{,}5$, iar cu formulele (2.95) şi (2.96) găsim ca în exemplul 1, $p_{11B} = 0{,}67$, $p_{11\Delta f} < 0$. Adoptăm $p_{11\,min} = 4{,}97$.

Întrucît $\gamma < \sqrt[3]{0{,}9N_v}$, găsim C_1 şi C_2 cu formulele (2.14) şi (2.15) sau (2.16).

Adoptăm ca în exemplul 1, $C_3 = 10$ pF. Cu formula (2.14) obţinem $C_2 = 16{,}8$ pF. Acum calculăm $a = 1{,}23$; $b = 633$; $d = 1{,}34 \cdot 10^5$. Întrucît $4ad/b^2 = 1{,}64 > 0{,}1$, cu formula (2.15) calculăm $C_1 = 151$ pF.

Cu formulele (2.106), (2.109) şi (2.110) înlocuind C_L cu C_3, găsim $C_{t\,max} = 26{,}4$ pF; $C_{t\,min} = 25{,}2$ pF; $\sqrt{26{,}4/25{,}2} = 1{,}0236$, care practic coincide cu γ.

Cu formula (2.12) determinăm $N_s = 0{,}99$. Prin urmare, capacităţile găsite sînt corecte şi se poate continua calculul.

Cu formulele (2.286), (2.291) calculăm $p_{A\,0s} = 3{,}74$; $C'_{cupl} = 560$ pF.

Cu formula (2.102), ca în exemplul 1, obţinem $C_{11} = 34$ pF iar cu formula (2.292) $C'' = 526$ pF. Alegem $C'' = 510$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.93) şi (2.287) găsim $C_{cupl} = 544$ pF; $C' = 0{,}93$ pF. Adoptăm $C' = 1$ pF.

Cu formulele (2.294) — (2.296) calculăm $C_{T\,med} = 7{,}3$ pF; $C''' = 17{,}5$ pF; $C_{supl} = 150{,}8$ pF. Adoptăm $C''' = 18$ pF $\pm$ 5%; $C_{supl} = 150$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula (2.118) găsim $L_c = 2{,}11\ \mu$H.

Întrucît $\gamma < 1{,}2$ determinăm indicii circuitului de intrare calculat pentru frecvența f_{max}. Cu formulele (2.122), (2.30), (2.124) — (2.130) calculăm: $\rho = 289\Omega$; $p_A = 3{,}97 \cdot 10^{-2}$; $1/p_{A0} = 0{,}306$; $p_1 = 4{,}63 \cdot 10^{-2}$; $p_{11} = 5{,}19$; $g_g = 15 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 90$; $K_{in0} = 0{,}165$; $B_{in} = 0{,}243$ MHz.

Cu formula (2.40), ca în exemplul 1, găsim $h = 2{,}93 \cdot 10^{-2}$. Întrucît $x = 0{,}363$, cu formulele (2.37), (2.43) și (2.39) și cu $R_g = 0$, găsim $B = 1{,}38$; $C_{min} = 3{,}05 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 48{,}2\Omega$. Apoi cu formulele (2.34), (2.131) și (2.132) găsim $F_{tr} = 2{,}31$; $R_{c1} = 2{,}06\ \Omega$; $E_{Av} = 20{,}6\ \mu$V.

Rezultatele obținute sînt apropiate de rezultatele din exemplu 1 (tabelul 2.14), din care cauză calculul atenuărilor canalelor suplimentare nu se mai face.

Exemplul 3. *Date inițiale.* Aceleași ca la exemplul 1, însă $N_v = 6$.

Calculul. Întrucît $\gamma > \sqrt[3]{0{,}9 \cdot 6} = 1{,}76$ excludem condensatorul C''' și facem calculul capacităților cu formulele (2.103) — (2.108). Cu formula (2.103) găsim $C_2 = 2580$ pF. Apoi determinăm $a = 5{,}78 \cdot 10^3$; $b = 1{,}935 \cdot 10^7$; $d = 3{,}22 \cdot 10^9$. Întrucît $4ad/b^2 = 0{,}198 > 0{,}1$, atunci din formula (2.104) obținem $C_1 = 147{,}5$ pF. Cu formula (2.106) găsim $C_{t\,max} = 521$ pF. Întrucît capacitatea găsită diferă de $C_{v\,max}$ numai cu 4%, ne oprim la valoarea găsită pentru C_2.

Cu formula (2.102), ca în exemplul 1, obținem $C_{11} = 34$ pF. Cu formula (2.107) calculăm $C'' = 2546$ pF. Adoptăm $C'' = 2400$ pF $\pm$ 5%. Cu formula (2.108) determinăm $C_2 = 2434$ pF. Acum calculăm $a = 5{,}46 \cdot 10^3$, $b = 1{,}6 \cdot 10^7$; $d = 2{,}885 \cdot 10^9$; $C_1 = 158{,}5$ pF.

Cu formulele (2.106), (2.109) și (2.110) găsim $C_{t\,max} = 521$ pF; $C_{t\,min} = 160{,}4$ pF; $\sqrt{521/160{,}4} = 1{,}8$, care coincide cu γ. Cu formulele (2.12) găsim $N_s = 0{,}728$. O asemenea valoare de neuniformitate a scării este cu totul admisibilă.

Cu formulele (2.286) și (2.287) determinăm $p_{A\,0s} = 1{,}66$; $C' = 3{,}2$ pF. Adoptăm $C' = 3{,}3$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula (2.289) calculăm $C_{T\,med} = 14-18$ pF. Adoptăm $C_{T\,med} = 14$ pF. Cu formula (2.117) găsim $C_{supl} = 131{,}2$ pF. Adoptăm $C_{supl} = 130$ pF $\pm$ 5%. Cu formula (2.118) obținem $L_c = 0{,}22\ \mu$H. O asemenea inductanță este realizabilă cam la limită și de aceea va trebui acordată o atenție deosebită montajului, pentru a evita ca firele de conexiuni, să aibă inductanțe mari (de ordinul 5—10 nH pe 1 cm lungime). Cu formulele (2.300) (2.119) determinăm $C_{t\,med} = 290$ pF; $f_{med} = 19{,}8$ MHz.

Pentru frecvența f_{min} cu formulele (2.122), (2.301), (2.114) — (2.130) găsim $\rho = 20{,}4\,\Omega$; $p_A = 6{,}33 \cdot 10^{-3}$; $1/p_{A0} = 0{,}11$; $p_1 = 0{,}218$; $p_{11} = 4{,}08$; $g_g = 8{,}06 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 101$; $K_{in0} = 0{,}14$; $B_{in} = 0{,}146$ MHz.

Adoptăm ca în exemplul 1, $B = 1{,}24$; $C_{min} = 2{,}0 \cdot 10^{-3}$ S, $D = 43{,}7\ \Omega$, și cu formulele (2.34), (2.131) și (2.132) găsim $F_{tr} = 1{,}84$; $R_{c1} = 0{,}145\ \Omega$; $E_{Av} = 27{,}8\ \mu$V.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.15.

Tabelul 2.15

f [MHz]	14,8	19,8	26,6
ρ [Ω]	20,4	27,4	36,7
p_A	$6{,}33 \cdot 10^{-3}$	$1{,}14 \cdot 10^{-2}$	$2{,}05 \cdot 10^{-2}$
$1/p_{A0}$	0,110	0,266	0,642
p_1	0,218	0,129	0,067
p_{11}	4,08	7,40	19,8
g_g [mS]	8,06	19,8	71,4
Q_{in}	101	96.	81
K_{in0}	0,14	0,14	0,11
B_{in} [kHz]	146	206	328
F_{tr}	1,84	2,45	5,26
R_{c1} [Ω]	0,145	0,194	0,261
E_{Av} [μV]	27,8	22,5	21,2

Arhiva digitala SaDAng

Comparînd tabelele 2.15 şi 2.14, se vede că indicii principali ai circuitelor de intrare practic coincid în ambele cazuri. Singurul avantaj din exemplul 1, îl constituie neuniformitatea scării, practic egală cu unitatea.

Exemplu 4. Să admitem că inductanţa $L_c = 0{,}22$ μH, obţinută în exemplul 3, este considerată prea mică şi este de dorit (de exemplu în scopul unificării pieselor) să avem $L_c = 0{,}9$ μH. În acest caz, cu formula (2.297) găsim $C_{t\,min} = 40$ pF.

Cu formula (2.290), ca şi în exemplele 1—3, alegem $C_3 = 10$ pF, iar cu formulele (2.298) şi (2.299) găsim $C_1' = 27{,}5$ pF; $C_2 = 150$ pF; acum calculăm $a = 358$; $b = 2{,}33 \cdot 10^5$, $d = 8{,}85 \cdot 20^6$. Întrucît $4ad/b^2 = 0{,}22 > 0{,}1$, cu formula (2.15) determinăm $C_1 = 25{,}8$ pF. Cu formulele (2.106) (2.109) şi (2.110), calculăm $C_{t\,max} = 126{,}8$ pF; $C_{t\,min} = 39$ pF; $\sqrt{126{,}8/39} = 1{,}8$ care corespunde cu γ. Cu formula (2.12) găsim $N_s = 7 \cdot 78 \cdot 10^{-2}$.

Neuniformitatea scării este atît de mare, încît trebuie să se renunţe la această variantă.

Exemplul 5. *Date iniţiale.* Aceleaşi ca în exemplul 2, mai puţin antena. Antena este în cazul de faţă o tijă scurtă (baston); $C_{A\,med} = 10$ pF; $\Delta C_A = 3$ pF; $C_{in} = 5$ pF; $\Delta C_{in} = 1$ pF.

Calculul. Ca şi în exemplul 2, luăm $p_{11\,min} = 4{,}97$; $C_3 = 10$ pF; şi găsim $C_2 = 16{,}8$ pF; $C_1 = 151$ pF; $C_{t\,max} = 26{,}4$ pF; $C_{t\,min} = 25{,}2$ pF. Luînd $p_{A\,0s} = \infty$ găsim cu formula (2.291) $C'_{cupl} = 635$ pF. Cu formula (2.102), ca în exemplul 1, găsim $C_{11} = 34$ pF. Cu formula (2.292) obţinem $C'' = 601$ pF. Alegem $C'' = 620$ pF $\pm$ 5%. Cu formula (2.293) găsim $C_{cupl} = 654$ pF. Cu formulele (2.155), (2.156) şi (2.288) găsim $C'_{A\,med} = 15$ pF; $\Delta C'_A = 4$ pF; $C' = 4{,}03$ pF. Adoptăm $C' = 3{,}9$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.114) şi (2.294) — (2.296) determinăm $C'_A = 2{,}81$ pF; $C_{T\,med} = 4{,}45$ pF; $C''' = 17{,}4$ pF; $C_{supl} = 150{,}8$ pF; Adoptăm ca în exemplul 2, $C''' = 18$ pF $\pm$ 5%; $C_{supl} = 150$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.118) şi (2.122) ca şi în exemplul 2, obţinem $L_c = 2{,}11$ μH, iar la frecvenţa f_{max}: $\rho = 289\ \Omega$. Apoi la frecvenţa f_{max} cu formulele (2.302) şi (2.125) — (2.130) găsim $p_A = 7{,}43 \cdot 10^{-2}$; $p_1 = 3{,}85 \cdot 10^{-2}$; $p_{11} = 5{,}75$; $g_g = 16{,}7 \cdot 10^{-3}$ S; $Q_{in} = 119$; $K_{in0} = 0{,}34$; $B_{in} = 0{,}183$ MHz.

Pentru aceleaşi valori ale B, C_{min} şi D ca şi în exemplul 2, cu formulele (2.34), (2.131) şi (2.132) calculăm $F_{tr} = 2{,}37$; $R_{c1} = 2{,}06\ \Omega$; $E_{Av} = 11{,}1$ μV.

Dacă considerăm înălţimea efectivă a antenei egală cu 0,5 m, atunci sensibilitatea reală apreciată prin cîmp se obţine de 22,2 μV/m.

2.5.2. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin transformator

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula, este prezentată în fig. 2.21. Circuitul echivalent al antenei este o rezistenţă R_A iar $R_A \ll \frac{1}{2\pi f_0 C_{in}}$, unde C_{in} este capacitatea dintre borna de intrare a receptorului şi şasiu. De aceea, influenţa produsă de C_{in} poate fi neglijată, iar această capacitate nu mai este figurată în schemă.

Intrarea poate fi simetrică, adică capătul inferior al bobinei L_{Ac} poate să nu fie legat de şasiu, iar între bobine să introduce un ecran electrostatic. Succesiunea calculului este următoarea.

Adoptăm factorul de calitate de gol al circuitului acordat Q egal cu valoarea maximă Q_{max} practic realizabilă.

Impunem valoarea S_{in} cum s-a indicat în § 2.4.1. şi găsim:

$$p_{11S} = \frac{2S_{in} + \gamma^2 + \gamma}{(S_{in} - 1)\gamma(\gamma + 1)}. \qquad (2.303)$$

Impunem valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$ (se poate recomanda $\xi_B = 0{,}2 - 0{,}3$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}3 - 0{,}5$) și determinăm p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele (2.95), (2.96).

Notăm cu $p_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite p_{11s}, p_{11B} și $p_{11\Delta f}$.

Determinăm capacitățile C_1, C_2, C'', C''', C_T, C_{supl} și inductanța L_c așa cum s-a arătat în § 2.4.1, cu singura deosebire că nu calculăm valoarea C';

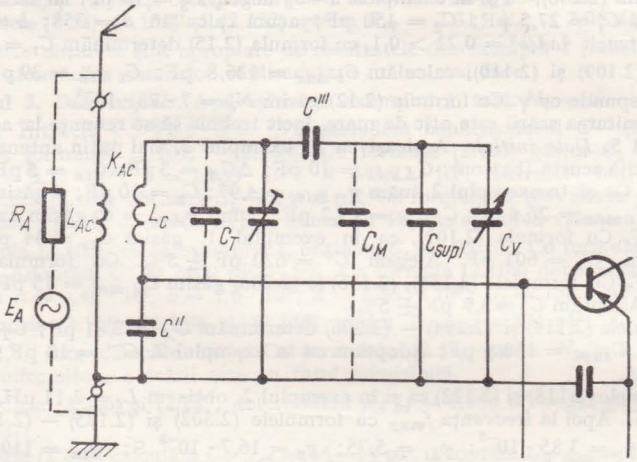


Fig. 2.21 Schema circuitului de intrare pentru gama de US cu un circuit acordat, cuplat prin inductanță mutuală cu antena.

în toate formulele considerăm $C'_A = 0$ iar mărimile $p_{A\,0s}$ și C'_{cupl} le găsim nu cu formulele (2.286) și (2.291), ci cu formulele:

$$p_{A\,0s} = \sqrt{\gamma}\,\frac{\gamma^2 + \gamma + 2}{(S_{in} - 1)(\gamma + 1)} \tag{2.304}$$

$$C'_{cupl} = \sqrt{\frac{C_{t\,max} g_{11} Q p_{11\,min}(2 + \gamma^2 + \gamma)}{2\pi f_{min}(2S_{in} + \gamma^2 + \gamma)}}\,. \tag{2.305}$$

Calculăm inductanța L_{Ac} și coeficientul de cuplaj k_{Ac} dintre bobinele L_{Ac} și L_c cu formulele:

$$L_{Ac} = \frac{R_A}{2\pi\sqrt{f_{min} f_{max}}} \tag{2.306}$$

$$k_{Ac} = \sqrt{\frac{2}{Q p_{A\,0s}}}\,. \tag{2.307}$$

Dacă $\gamma > 1{,}5$ atunci găsim frecvența f_{med} cu formulele (2.300) și (2.119). Pentru trei frecvențe din gamă f_{min}, f_{med}, f_{max} determinăm: $K_{in\,0}$, B_{in}, E_{Av}. Pentru $\gamma < 1{,}5$, ne putem limita la două frecvențe f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$ numai la una din aceste frecvențe (oricare).

Arhiva digitala SaDAng

Calculul pentru fiecare din frecvenţe îl facem în felul următor. Găsim ρ cu formula (2.122) şi apoi calculăm:

$$p_A = \frac{2\pi f_0 k_{Ac}\sqrt{L_c L_{Ac}}}{\sqrt{R_A^2 + (2\pi f_0 L_{Ac})^2}}. \tag{2.308}$$

Apoi determinăm:

$1/p_{A0}$, p_1, p_{11}, g_g, Q_{in}, K_{in0}, B_{in}, cu formulele (2.124) — (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.1.4. sau cu ajutorul curbelor experimentale; R_{c1} şi E_{Av} cu formulele (2.131) şi (2.132). În ultima formulă luăm B egală cu banda de trecere a blocului de frecvenţă intermediară.

Pentru frecvenţa f_{min}, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvenţă intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10\lg(1 + \xi_{f_i}^2) + 20\lg\frac{f_i}{f_{min}} - 10\lg\frac{1 + \left(\dfrac{R_A}{2\pi f_{min} L_{ac}} + \dfrac{1}{Q_{LAc}}\right)^2}{1 + \left(\dfrac{R_A}{2\pi f_i L_{Ac}} + \dfrac{1}{Q_{L_{Ac}}}\right)^2}\ [\text{dB}] \tag{2.309}$$

unde ξ_{fi} se determină cu formula (2.134), iar $Q_{L_{Ac}}$ este factorul de calitate al bobinei de cuplaj.

Pentru frecvenţa f_{max} găsim atenuarea canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10\lg(1 + \xi_{im}^2) + 20\lg\frac{f_{im}}{f_{max}} - 10\lg\frac{1 + \left(\dfrac{R_A}{2\pi f_{max} L_{A_c}} + \dfrac{1}{Q_{L_{Ac}}}\right)^2}{1 + \left(\dfrac{R_A}{2\pi f_{im} L_{A_c}} + \dfrac{1}{Q_{L_{Ac}}}\right)^2}\ [\text{dB}] \tag{2.310}$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (5.136).

Curbele de rezonanţă (dacă este necesar) se calculează cu ajutorul formulei (2.138)

Exemplu. *Date iniţiale.* Aceleaşi ca în exemplul din § 2.4.1.

Calculul. Stabilim $S_{in} = 1{,}5$ şi cu formula (2.303) găsim $p_{11s} = 3{,}19$. Ca şi în exemplul din § 2.4.1 adoptăm $\xi_B = 0{,}3$, $\xi_{\Delta f} = 0{,}5$ şi determinăm $p_{11B} = 0{,}67$; $p_{11\Delta f} < 0$. Luăm $p_{11\,min} = 3{,}19$.

Ca şi în § 2.4.1, găsim $C_2 = 700$ pF; $C_1 = 95$ pF; $C_{t\,max} = 331$ pF; $C_{t\,min} = 101{,}13$ pF. Din formula (2.305) găsim $C'_{cupl} = 1660$ pF.

Cu formula (2.102) ca în exemplul 1 din § 2.4.1., găsim $C_{11} = 34$ pF. Cu formula (2.292) calculăm $C'' = 1624$ pF. Adoptăm $C'' = 1600$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (2.293) — (2.296), pentru $C'_A = 0$, determinăm $C_{cupl} = 1634$ pF; $C_{T\,med} = 12{,}1$ pF, $C''' = 1210$ pF, $C_{supl} = 89{,}8$ pF. Adoptăm $C''' = 1200$ pF $\pm$ 5% şi $C_{supl} = 91$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula (2.118), ca și în exemplul 1 din § 2.4.1., calculăm $L_c = 0{,}35$ μH.

Cu formulele (2.306), (2.304) și (2.307), obținem $L_{Ac} = 3{,}21$ μH, $p_{A\,os} = 6{,}76$, $k_{Ac} = 4{,}6 \cdot 10^{-2}$.

Cu formulele (2.300) și (2.119), ca în exemplul 1 din § 2.4.1, găsim $C_{t\,med} = 184{,}5$ pF, $f_{med} = 20{,}6$ MHz.

Pentru frecvența f_{min}, cu formula (2.122), ca în exemplul 1 din § 2.4.1 găsim $\rho = 32{,}5\ \Omega$; cu formulele (2.308) și (2.124) — (2.130) calculăm $p_A = 8.57.10^{-3}$; $1/p_{A0} = 0{,}127$; $p_1 = 0{,}202$; $p_{11} = 3{,}07$; $g_g = 6{,}05 \cdot 10^{-3}$S, $Q_{in} = 93{,}7$; $K_{in0} = 0{,}166$; $B_{in} = 0{,}158$ MHz.

Adoptăm, ca în exemplul 1 din § 2.41., $B = 1{,}24$; $C_{min} = 2{,}0 \cdot 10^{-3}$ S, $D = 43{,}7\ \Omega$ iar cu formulele (2.34), (2.131) și (2.132) găsim $F_{tr} = 1{,}84$; $R_{c1} = 0{,}232\ \Omega$, $E_{Av} = 28{,}0$ μV.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.16.

Tabelul 2.16

f [MHz]	14,8	20,6	26,6
ρ [Ω]	32,5	45,3	58,5
p_A	$8{,}75 \cdot 10^{-3}$	$1{,}11 \cdot 10^{-2}$	$1{,}22 \cdot 10^{-2}$
$1/p_{A0}$	0,127	0,152	0,143
b_{11} [mS]	3,16	4,40	5,68
p_1	0,202	0,104	$6{,}24 \cdot 10^{-2}$
g_{11} [mS]	1,97	2,75	3,55
p_{11}	3,07	6,1	10,1
g_g [mS]	6,05	16,7	35,8
Q_{in}	93,7	104	111
K_{in0}	0,166	0,120	0,085
B_{in}[kHz]	158	198	240
F_{tr}	1,84	2,33	3,46
R_{c1}[Ω]	0,232	0,323	0,417
E_{Av}[μV]	28,0	29,2	36,6

Comparînd tabelele 2.16 și 2.14 constatăm că schemele cuplate cu antena prin cuplaj capacitiv exterior și prin transformator, au aproximativ aceeași indici. Prima schemă are la frecvență f_{max} banda de trecere de 1,35 ori mai mică, adică o selectivitate ceva mai bună, în schimb ea asigură aici o sensibilitate reală mai mică de 1,63 ori.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (2.134) și (2.309) luînd $Q_{LAc} = 30$, găsim $\xi_{fi} = -2940$; $1/y_{in\,fi} = 62{,}8$ dB.

La frecvența f_{max} cu formulele (2.136) și (2.310) găsim $\xi_{im} = 7{,}43$; $1/y_{in\,im} = 17{,}7$ dB.

2.5.3. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cu antenă magnetică

Schema de principiu a circuitului de intrare ce se va calcula se arată în fig. 2.22. Antena magnetică se folosește ca bobină a primului circuit acordat (poate fi folosită atît o antenă de ferită cît și o mică antenă cadru, fără miez din ferită). Succesiunea calculului este următoarea.

Adoptăm factorul de calitate în gol al circuitului acordat, Q, egal cu valoarea maximă practic realizabilă a factorului de calitate al antenei, ținînd seama de influența asupra ei a tuturor elementelor de construcție a receptorului (pe bază de experiență).

Arhiva digitala SaDAng

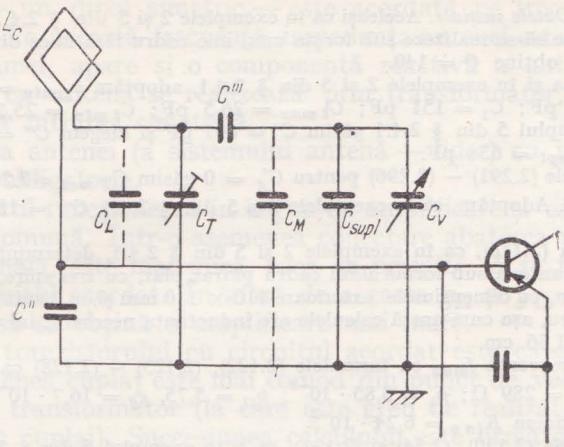


Fig. 2.22. Schema circuitului de intrare pentru gama de US cu antenă magnetică.

Adoptăm o valoare pentru S_{in} şi găsim p_{11S} cu formula (2.281).

Adoptăm valoarea ξ_B şi $\xi_{\Delta f}$ (se poate recomanda $\xi_B = 0{,}2 - 0{,}3$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}3 - 0{,}5$) şi determinăm p_{11B} şi $p_{11\Delta f}$ cu formulele (2.95) şi (2.96).

Notăm prin $p_{11\,min}$ cea mai mare din valorile găsite p_{11S} şi $p_{11\Delta f}$.

Calculăm capacităţile C_1, C_2, C'', C''', $C_{T\,med}$ şi C_{supl} şi inductanţa L_c, aşa cum se arată în § 2.4.1 cu deosebirea că nu calculăm pe C' şi că în toate formulele considerăm $C'_A = 0$ şi $p_{A\,os} = \infty$.

Cu ajutorul valorii L_c calculăm antena. În urma acestui calcul, se determină înălţimea efectivă a antenei h_{ef}.

Dacă $\gamma > 1{,}5$, atunci găsim f_{med} cu formulele (2.300) şi (2.119).

Pentru trei frecvenţe din gamă f_{min}, f_{med} şi f_{max} găsim $K_{in\,0}$; B_{in} şi E_v. Pentru $\gamma < 1{,}5$ ne putem limita la două frecvenţe f_{min} şi f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$ — numai la una din aceste frecvenţe.

Calculul pentru fiecare frecvenţă îl facem în următoarea ordine.

Găsim ρ cu formula (2.122), p_1, p_{11}, g_g şi Q_{in} cu formulele (2.125) — (2.128), K_{in0} cu formula (2.265), B_{in} cu formula (2.130); F_{tr} cu formulele din § 2.1.4 sau cu ajutorul curbelor experimentale; R_{c1} cu formula (2.131) şi E_v cu formula (2.266), în care B se ia egală cu banda de trecere a blocului de frecvenţă intermediară.

Pentru aceea dintre frecvenţele gamei, care este mai aproape de frecvenţa intermediară a receptorului găsim atenuarea relativă a canalului de frecvenţă intermediară $1/y_{in\,fi}$ cu formula (2.267), unde ξ_{fi} se determină cu formula (2.134).

Pentru frecvenţa f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine $1/y_{in\,im}$ cu formula (2.268), unde ξ_{im} se determină din expresia (2.136).

Curbele de rezonanţă (dacă sînt necesare) se calculează cu formula (2.138).

Exemplu. *Datele inițiale.* Aceleași ca în exemplele 2 și 5 din § 2.4.1, cu excepția antenei. Antena se propune să se realizeze sub forma unui mic cadru fără miez din ferită. Se presupune că se va putea obține $Q = 140$.

Calculul. Ca și în exemplele 2 și 5 din § 2.4.1, adoptăm $p_{11min} = 4{,}97$; $C_3 = 10$ pF și găsim $C_2 = 16{,}8$ pF; $C_1 = 151$ pF; $C_{t\,max} = 26{,}5$ pF; $C_{t\,min} = 25{,}2$ pF.

Ca în exemplul 5 din § 2.4.1 găsim $C' = 601$ pF și alegem $C'' = 620$ pF $\pm$ 5%, după care obținem $C_{cupl} = 654$ pF.

Cu formulele (2.291) — (2.296) pentru $C'_A = 0$ găsim $C_{T\,med} = 7{,}26$ pF; $C''' = 17{,}4$ pF; $C_{supl} = 150{,}8$ pF. Adoptăm, ca în exemplele 2 și 5 din § 2.4.1, $C''' = 18$ pF $\pm$ 5% și $C_{supl} = 150$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula (2.118), ca în exemplele 2 și 5 din § 2.4.1, determinăm $L_c = 2{,}11$ μH.

Proiectăm antena sub forma unui cadru pătrat plat, cu trei spire, realizat din sîrmă cu diametrul de 1 mm, cu dimensiunile exterioare 110 × 110 mm și cu distanța între spire de 5 mm. Un asemenea cadru, așa cum arată calculele are inductanța necesară, iar pe frecvența de 21,85 MHz, are $h_{ef} = 1{,}36$ cm.

Acum la frecvența f_{max} cu formulele (2.122), (2.125) — (2.128) ca și în exemplul 5 din § 2.4.1, găsim $\rho = 289\ \Omega$; $p_1 = 3{,}85 \cdot 10^{-2}$; $p_{11} = 5{,}75$, $g_g = 16{,}7 \cdot 10^{-3}$; $Q_{in} = 119$. Cu formula (2.265) obținem $K_{in\,0} = 6{,}24 \cdot 10^{-2}$.

Cu formulele (2.130), (2.34) și (2.131), ca și în exemplul 5 din § 2.4.1, calculăm $B_{in} = 0{,}183$ MHz; $F_{tr} = 2{,}37$; $R_{c1} = 2{,}06\ \Omega$. În fine, cu formula (2.266) găsim $E_v = 60{,}5$ μV/m.

2.5.4. Circuitul de intrare de bandă largă pentru UUS cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena acordată prin transformator

Schema circuitului de intrare ce va fi calculat este prezentată în fig. 2.23. Ea are următoarele particularități.

1. Lipsește organul de acord. Banda de trecere a circuitului de intrare cuprinde întreaga gamă de radiodifuziune UUS — MF. Aceasta apare avantajos prin aceea că permite să se facă un cuplaj mai strîns al circuitului acordat, atît cu antena cît și cu tranzistorul, ceea ce micșorează coeficientul de zgomot. Este adevărat că prin aceasta crește pericolul modulației încrucișate, însă în cazul MF, rolul acestui tip de distorsiuni este în general mic.

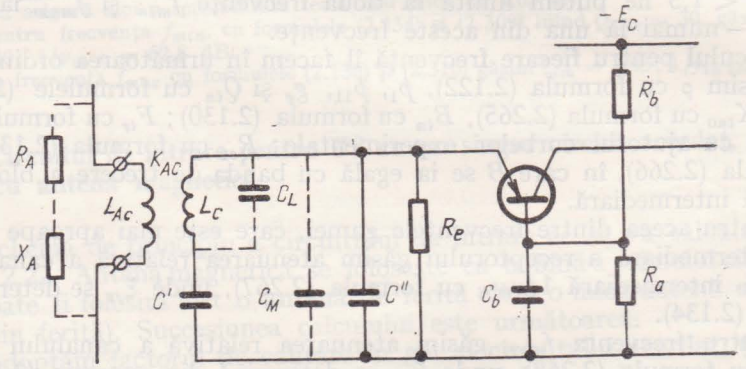


Fig. 2.23. Schema circuitului de intrare pentru gama de UUS cu un circuit acordat cuplat prin inductanță mutuală cu circuitul antenei — dipol.

Arhiva digitala SaDAng

2. Antena — un dipol simetric — este acordată pe frecvenţa mijlocie a gamei de UUS. Pe această frecvenţă, impedanţa antenei este pur rezistivă. Către capetele gamei, apare şi o componentă reactivă a antenei.

3. Cuplajul cu antena se realizează prin transformator, ceea ce permite să se obţină intrarea simetrică.

4. Adaptarea antenei (a sistemului antenă — fider) cu intrarea receptorului nu este obligatorie.

5. Tranzistorul funcţionează în regim de amplificare şi este conectat în schema cu bază comună. Într-o asemenea conectare abaterea valorii g_{11} faţă de valoarea nominală, este mai mică, ceea ce permite să se facă un cuplaj mai strîns cu circuitul acordat. În afară de aceasta g_{22} şi y_{12} sînt mai mici, ceea ce permite să se obţină o amplificare mai mare.

6. Cuplajul tranzistorului cu circuitul acordat este capacitiv interior. Pe UUS, un asemenea cuplaj este mai comod din punct de vedere constructiv decît cel prin transformator (la care este greu de realizat o inductanţă mică a bobinei de cuplaj). Succesiunea calculului este următoarea.

Adoptăm valoarea ξ_B (se poate recomanda $\xi_B = 0{,}2—0{,}5$) şi găsim banda de trecere necesară:

$$B_{in} = (f_{max\,n} - f_{min\,n})(1 - \xi_B) \tag{3.311}$$

Găsim frecvenţa mijlocie a gamei f_{med}, factorul de calitate al circuitului de intrare echivalent Q_{in} şi coeficientul necesar S_{in} de lărgire a benzii de trecere a circuitului de intrare, în comparaţie cu banda de trecere minimă (de gol) a circuitului acordat:

$$f_{med} = \frac{f_{max\,n} + f_{min\,n}}{2} \tag{2.312}$$

$$Q_{in} = \frac{f_{med}}{B_{in}} \tag{2.313}$$

$$S_{in} = \frac{Q_{max}}{Q_{in}}, \tag{2.314}$$

unde Q_{max} este factorul de calitate în gol (maxim) al circuitului acordat, care poate fi realizat fără mare greutate.

Găsim valorile B, C_{min} şi D din formulele (2.40), (2.37) (2.43) şi (2.39) luînd $x = f_{med}/f_\alpha$.

Determinăm valoarea coeficientului de cuplaj p_{11} al tranzistorului cu circuitul acordat, care asigură obţinerea pe frecvenţa f_{med} a coeficientului minim de zgomot al circuitului de intrare (împreună cu primul tranzistor) pentru valoarea S_{in} găsită mai sus:

$$p_{11N} = \frac{1}{S_{in} - 1} + \sqrt{\frac{1}{(S_{in} - 1)^2} + \frac{Bg_{11} + (S_{in} - 1)\,C_{min}}{(S_{in} - 1)\,Dg_{11}^2}}. \tag{2.315}$$

Adoptăm $\xi_{\Delta_f} = 0{,}5\,\xi_{\Delta_F}$ şi cu formulele (2.95) şi (2.96) găsim p_{11B} şi $p_{11\Delta_F}$.

Notăm prin p_{11} cea mai mare dintre valorile găsite: p_{11N}, p_{11B} şi $p_{11\Delta f}$.

Calculăm coeficientul de cuplaj al antenei cu circuitul acordat $p_{A\,os}$, corespunzător valorilor S_{in} și p_{11} găsite mai înainte:

$$p_{A\,os} = \frac{1}{\frac{S_{in}}{1+\frac{1}{p_{11}}} - 1}. \tag{2.316}$$

Determinăm coeficientul de cuplaj k_{Ac} dintre bobinele L_{Ac} și L_c, necesar pentru obținerea valorii $p_{A\,os}$:

$$k_{Ac} = \sqrt{\frac{2}{Q_{max} p_{A\,os}}}. \tag{2.317}$$

Dacă valoarea k_{Ac} nu depășește valoarea maximă k_{max} care poate fi asigurată, atunci ne oprim la valorile găsite p_{11} și k_{Ac}. Dacă $k_{Ac} > k_{max}$, adoptăm $k_{Ac} = k_{max}$, și găsim valoarea coeficientului de cuplaj $p_{A\,os}$, corespunzător acestui k_{Ac}, pentru S_{in} găsit anterior:

$$p_{A\,os} = \frac{2}{k_{Ac}^2 Q_{max}} \tag{2.318}$$

Determinăm valoarea p_{11} corespunzătoare acestor valori $p_{A\,os}$ și S_{in}:

$$p'_{11S} = \frac{1}{\frac{S_{in}}{1+\frac{1}{p_{A\,os}}} - 1}. \tag{2.319}$$

Dacă p'_{11S} nu este mai mic ca p_{11B} sau $p_{11\Delta f}$, atunci luăm $p_{11} = p'_{11S}$. Dacă p'_{11S} este mai mic ca p_{11B} sau $p_{11\Delta f}$, luăm p_{11} egal cu cea mai mare dintre ultimile două valori și găsim o nouă valoare a coeficientului de lărgire a benzii de trecere S_{in}, corespunzătoare lui $p_{A\,os}$, găsită cu formula (2.318) și ultimului p_{11} adoptat:

$$S_{in} = \left(1 + \frac{1}{p_{A\,os}}\right)\left(1 - \frac{1}{p_{11}}\right). \tag{2.320}$$

Această valoare S_{in} este mai mică decît cea găsită mai înainte cu formula (2.314). Aceasta înseamnă că pentru obținerea benzii de trecere B_{in}, trebuie să avem un circuit acordat cu factorul de calitate Q, mai mic decît Q_{max}. Găsim:

$$Q = S_{in} Q_{in}, \tag{2.321}$$

unde S_{in} este valoarea obținută cu formula (2.320).

Determinăm inductanța necesară a bobinei de cuplaj:

$$L_{Ac} = \frac{R_A}{2\pi f_{med}}. \tag{2.322}$$

Arhiva digitala SaDAng

Alegem inductanţa bobinei circuitului oscilant, din condiţia:

$$L_c \leqslant \frac{Q_{in}(1 + p_{11})}{20\pi f_{med} g_{11}}. \tag{2.323}$$

Neîndeplinirea acestei condiţii, duce la creşterea erorii acestei metode de calcul, în special duce la creşterea coeficientului de zgomot în comparaţie cu cel rezultat din calcul. De aceea această neîndeplinire este permisă numai în caz excepţional, dacă o inductanţă mai mică nu se poate obţine.

Calculăm capacitatea totală a circuitului oscilant:

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 f_{med}^2 L_c}. \tag{2.324}$$

Găsim coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de intrare al tranzistorului:

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi B_{in} C_t}{g_{11}(1 + p_{11})}}. \tag{2.325}$$

Calculăm capacitatea de intrare a tranzistorului, C_{11}, la frecvenţa f_{med} cu formula (2.102) şi capacităţile:

$$C' = \frac{C_t - C_L}{1 - p_1} \tag{2.326}$$

$$C'' = \frac{C_t - C_L}{p_1} - C_{11} - C_M. \tag{2.327}$$

Adoptăm pentru C' şi C'' valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Pentru fiecare din cele trei frecvenţe ale gamei f_{min}, f_{med} şi f_{max} găsim:

$$X_{Ac} = 2\pi f(L_A + L_{Ac}) - \frac{1}{2\pi f C_A}, \tag{2.328}$$

unde L_A şi C_A sînt inductanţa şi capacitatea antenei pe frecvenţa respectivă, sau

$$X_{Ac} = 2\pi f L_{Ac} + X_A, \tag{2.329}$$

unde X_A este componenta reactivă a impedanţei antenei la această frecvenţă;

$$Z_{Ac} = \sqrt{R_A^2 + X_{Ac}^2}; \tag{2.330}$$

$$p_A = \frac{2\pi f k_{Ac} \sqrt{L_{Ac} L_c}}{Z_{Ac}}; \tag{2.331}$$

$$R_{in\,Ac} = p_A^2 R_A; \tag{2.332}$$

$$X_{in\,Ac} = -p^2 X_{Ac}; \tag{2.333}$$

$$R_c = \frac{2\pi f L_c}{Q}; \tag{2.334}$$

$$X'_c = R_c Q \frac{f - f_{med}}{f_{med}}; \tag{2.335}$$

$$x_{cupl\,1} = \frac{1}{2\pi f(C'' + C_M) + b_{11}} \cdot \frac{C_t - C_L}{C_t} \tag{2.336}$$

$$R_{in\,1} = \frac{1}{g_{11}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{(g_{11} X_{cupl\,1})^2}}; \tag{2.337}$$

$$X_{in\,1} = - x_{cupl\,1} \frac{1}{1 + \frac{1}{(g_{11} x_{cupl\,1})^2}} \tag{2.338}$$

$$R_{ce} = R_{in\,Ac} + R_c + R_{in\,1}; \tag{2.339}$$

$$X'_{ce} = X_{in\,Ac} = X'_c + X_{in\,1}; \tag{2.340}$$

pentru frecvența f_{med} considerăm $X_{ce} = 0$ (se presupune că pe această frecvență este acordat circuitul de intrare); pentru frecvențele extreme:

$$X_{ce} = X'_{ce} - X'_{ce\,med}, \tag{2.341}$$

unde $X'_{ce\,med}$ este valoarea X'_{ce} găsită anterior pentru frecvența f_{med} cu formula (2.340);

$$Z_{ce} = \sqrt{R_{ce}^2 + X_{ce}^2} \tag{2.342}$$

$$K_{in\,0} = p_A \frac{|X_{cupl\,1}|}{Z_{ce}} \tag{2.343}$$

$$R'_{ce} = R_{in\,Ac} + R_c; \tag{2.344}$$

$$X''_{ce} = X_{ce} - X_{in\,1}; \tag{2.345}$$

$$g_g = \frac{R'_{ce}}{x^2_{cupl\,1}} \tag{2.346}$$

$$b_g = - \frac{X''_{ce}}{x^2_{cupl\,1}} \tag{2.347}$$

Apoi calculăm B, C, D și F_{tr}, cu formulele (2.37) — (2.39) și (2.34). Apoi găsim:

$$F_{in} = \left(1 + \frac{R_c}{R_{in\,Ac}}\right) F_{tr} \tag{2.348}$$

și E_{Av} cu formula (2.33).

Comparînd rezultatele obținute prin calcul cu datele experimentale, nu trebuie să omitem faptul că $K_{in\,0}$ este raportul dintre tensiunea la intrarea

Arhiva digitala SaDAng

tranzistorului şi f.e.m. din antenă (din circuitul echivalent al antenei), în timp ce la măsurări uneori această mărime se determină incorect ca fiind raportul dintre tensiunea de la intrarea tranzistorului şi tensiunea de la bornele de intrare ale receptorului. Diferenţa poate fi însemnată.

Pentru frecvenţa f_{min} găsim atenuarea relativă a canalului de frecvenţă intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,f_i}} = 10 \lg (1 + \xi_{fi}^2) + 20 \lg \frac{f_{min} | x_A f_i |}{f_i z_{Ac}} - 3 \text{ [dB]}, \qquad (2.349).$$

unde ξ_{fi} se determină cu formula (2.134); $X_{A\,fi}$ — este reactanţa antenei la frecvenţa intermediară; Z_{Ac} se ia pentru frecvenţa $f_{min\,n}$.

Pentru acea frecvenţă din gamă, care este mai apropiată de frecvenţa oscilatorului, găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) + 20 \lg \frac{f_0 | X_{A\,im} |}{f_{im} Z_{Ac}} - 3 \text{ (dB)}, \qquad (2.350)$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (2.136); $X_{A\,im}$ este reactanţa antenei la frecvenţa imagine; Z_{Ac} se ia pentru frecvenţa f_0.

Comparînd rezultatele obţinute prin calculul cu formulele (2.349) şi (2.350) cu datele experimentale, trebuie avut în vedere următoarele. Formulele presupun (aşa cum este în realitate) că antena este acordată pe frecvenţa f_{med}, şi că pentru frecvenţele f_i şi f_{im} are o reactanţă mare, care depăşeşte mult pe R_A. Dacă măsurările se fac cu o schemă echivalentă a antenei, care conţine numai o singură rezistenţă (independentă de frecvenţă), ele vor da pentru atenuări valori mult mai mici ca cele rezultate din calcul.

Exemplu. *Date iniţiale*: $f_{min\,n} = 66$ MHz, $f_{max\,n} = 73$ MHz, $f_i = 10{,}7$ MHz. Semnalul este modulat în frecvenţă cu $\Delta f_{max} = 50$ kHz; f_{max}AF = 15 kHz. Sensibilitatea se măsoară pentru $v_{ieş} = 20$ (26 dB) şi deviaţia $\Delta f = 15$ kHz. $R_A = 75\ \Omega$; la frecvenţa mijlocie din gamă $X_A = 0$, iar la frecvenţele $f_{min\,n}$ şi $f_{max\,n}$, $X_A = \pm 50\ \Omega$. $Q_{max} = 120$; $\alpha_0 = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\ \Omega$; $f\alpha = 120$ MHz; $i_e = 1$ mA; la frecvenţa 70 MHz avem $g_{11} = 13$ mS şi $b_{11} = -6{,}5$ mS (ambele conductanţe sînt aproximativ proporţionale cu frecvenţa), $\partial g_{11} = \partial b_{11} = 0{,}2$. $C_L = 2$ pF, $C_M = 3$ pF.

Calculul. Luăm $\xi_B = 0{,}2$, şi cu formula (2.311) găsim $B_{in} = 8{,}4$ MHz.

Cu formulele (2.312) — (2.314) obţinem $f_{med} = 69{,}5$ MHz; $Q_{in} = 8{,}3$; $S_{in} = 14{,}5$. Cu formulele (2.40), (2.37), (2.39) şi (2.43) pentru $R_e = 0$ şi $x = 0{,}58$ găsim $h = 2{,}92 \cdot 10^{-2}$; $B = 1{,}79$; $C_{min} = 6{,}4 \cdot 10^3$ S; $D = 61\ \Omega$.

Cu formula (2.315), găsim $p_{11N} = 0{,}96$. Pentru $\xi_B = 0{,}2$ şi $\xi_{\Delta f} = 0{,}5 \cdot 0{,}2 = 0{,}1$ cu formulele (2.95) şi (2.96) obţinem $p_{11B} = 0$; $p_{11\Delta f} < 0$. Adoptăm $p_{11} = 0{,}96$.

Cu formulele (2.316) şi (2.317) determinăm $p_{A\,os} = 0{,}167$; $k_{Ac} = 0{,}316$. Această valoare k_{Ac} poate fi asigurată fără greutate, de aceea ne oprim asupra valorilor p_{11} şi K_{Ac} găsite.

Cu ormulele (2.322) şi (2.323) găsim $L_{Ac} = 0{,}172$ μH; $L_c \leqslant 0{,}29$ μH. Adoptăm $L_c = 0{,}2$ μH.

Cu formulele (2.324), (2.325), (2.102), (2.326) şi (2.327) calculăm $C_t = 26{,}3$ pF, $p_1 = 0{,}233$; $C_{11} = -14{,}8$ pF; $C' = 31{,}7$ pF; $C'' = 115{,}8$ pF. Adoptăm $C' = 33$ pF $\pm 5\%$, $C'' = 110$ pF $\pm 5\%$.

Pentru frecvenţa f_{min} calculăm cu formulele (2.329) — (2.347) valoarea $X_{Ac} = 11{,}3\ \Omega$; $Z_{Ac} = 83{,}2\ \Omega$; $p_A = 0{,}294$; $R_{in\,Ac} = 6{,}45\ \Omega$; $X_{in\,Ac} = -0{,}975\ \Omega$; $R_c = 0{,}69\ \Omega$; $X'_c = -4{,}87\ \Omega$; $x_{cupl\,1} = -24\ \Omega$; $R_{in\,1} = 6{,}5\ \Omega$; $y_{in\,1} = 2{,}01\ \Omega$; $R_{ce} = 13{,}64\ \Omega$; X'_{ce}

$X'_{ce} = -3{,}86\ \Omega$; $X_{ce} = -0{,}17\ \Omega$; $z_{ce} = 13{,}64\ \Omega$; $K_{in\,0} = 0{,}518$; $R_{ce} = 714\ \Omega$; $X''_{ce} = 2{,}18\ \Omega$; $g_g = 12{,}4 \cdot 10^{-3}$ S; $b_g = 3{,}78 \cdot 10^{-3}$ S.

Cu formulele (2.37) — (2.39) și (2.34) pentru $h = 2{,}92 \cdot 10^{-2}$, $\varkappa = 0{,}55$ și $\nu = 20$, găsim $B = 1{,}72$; $C = 9{,}94 \cdot 10^{-3}$ S; $D = 59\ \Omega$; $F_{tr} = 3{,}25$; $F_{in} = 3{,}60$; $E_{A\nu} = 3{,}94$ μV.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 2.17.

Tabelul 2.17

Parametrii	$f_{min\,n}$	f_{med}	$f_{max\,n}$
$X_{Ac}[\Omega]$	11,3	75	133,7
$Z_{Ac}[\Omega]$	82,3	106	153
$R_{int\,Ac}[\Omega]$	6,45	4,37	2,31
p_A	0,294 <	0,242	0,176
$X_{in\,Ac}[\Omega]$	−0,975	−5,52	−4,13
$R_c[\Omega]$	0,690	0,727	0,763
$X'_c[\Omega]$	−4,87	0	5,4
b_{11}[mS]	−6,13	−6,45	−6,78
g_{11}[mS]	12,3	12,9	13,6
$\varkappa_{cupl}[\Omega]$	−24	−22,8	−21,7
$R_{in}[\Omega]$	6,5	6,17	5,92
$X_{in}[\Omega]$	2,01	1,83	1,74
$R_{ce}[\Omega]$	13,64	11,27	8,99
$X'_{ce}[\Omega]$	−3,86	−3,69	30,1
$X_{ce}[\Omega]$	−0,17	0	6,70
$z_{ce}[\Omega]$	13,64	11,27	11,2
$K_{in\,0}$	0,518	0,490	0,342
$R'_{ce}[\Omega]$	7,14	5,10	3,07
$X''_{ce}[\Omega]$	−2,18	−1,83	4,96
g_g[mS]	12,4	9,83	6,51
B	1,72	1,79	1,86
b_g[mS]	3,78	3,52	−10,5
C[mS]	9,94	10,59	9,13
$D[\Omega]$	59	61	63
F_{tr}	3,25	3,47	3,67
F_{in}	3,60	4,05	4,88
$E_{A\nu}[\mu V]$	3,94	407	4,61

Pentru frecvența $f_{min\,n}$ cu formulele (2.134) și (2.349) presupunînd că la frecvența intermediară $X_{Afi} = -3000\ \Omega$, găsim $\xi_{fi} = -49{,}8$; $1/y_{in\,fi} = 77{,}8$ dB.

Pentru frecvența $f_{max\,n}$ cu formula (2.136), pentru $f_{im} = 94{,}4$ MHz, $\xi_{im} = 4{,}3$ și dacă $X_{A_{im}} = 500\ \Omega$, atunci cu formula (2.350) avem $1/y_{in\,im} = 14{,}5$ dB.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 3

Calculul amplificatorului de radiofrecvență

3.1. Generalități

3.1.1. Condiții impuse

Amplificatorul de radiofrecvență (ARF) amplifică semnalul la frecvența recepționată și trebuie să aibă un coeficient de zgomot cît se poate de mic (v. § 2.1.4).

Amplificarea realizată de ARF trebuie să fie suficient de mare pentru ca zgomotul schimbătorului de frecvență să nu aibă o influență sensibilă asupra zgomotului total al receptorului, sau cu alte cuvinte coeficientul de zgomot al receptorului să fie egal practic cu coeficientul de zgomot al circuitului de intrare împreună cu tranzistorul ARF. Totodată amplificarea nu trebuie să fie prea mare, pentru a se evita producerea unei modulații încrucișate importante în schimbătorul de frecvență.

Cele mai convenabile valori ale coeficientului de amplificare în tensiune pentru etajul ARF sînt de ordinul 5 — 10.

Coeficientul de amplificare în tensiune, trebuie să varieze cît mai puțin cu variația frecvenței de acord a receptorului în interiorul fiecărei game și la trecerea de pe o gamă pe alta (§ 3.1.2 și 3.1.3).

Dacă coeficientul de amplificare al ARF depinde mult de frecvență, această variație trebuie să fie compensată de variația coeficientului de transfer al circuitului de intrare, care trebuie să aibă caracter invers (v. § 2.1.1 și 2.1.5).

ARF acordat trebuie ca pentru orice poziție a butonului de acord al receptorului să fie acordat pe aceeași frecvență ca și circuitul de intrare. Pentru aceasta, în cazul cînd acordul se realizează cu ajutorul unui bloc de condensatoare variabile cu secțiuni egale, inductanțele bobinelor circuitelor acordate din ARF și de la circuitul de intrare trebuie să fie egale; capacitățile totale conectate în paralel pe aceste bobine (C_3), capacitățile totale conectate în serie (C_2) și în paralel (C_1) cu condensatoarele de acord și legile de variație ale capacităților condensatoarelor de acord cu unghiul de rotire al axului blocului, trebuie să fie de asemenea egale.

Împreună cu circuitul de intrare, ARF trebuie să asigure atenuarea necesară a canalului imagine și a canalului de frecvență intermediară (v. § 3.1.4.).

ARF trebuie să fie stabil în sensul larg al cuvîntului adică variațiile regimului său de funcționare, a parametrilor elementelor ce intră în componența sa, variații posibile în condițiile de producție și de exploatare (cu excepția acelor variații în condițiile de producție, a căror influență se compensează cu ajutorul organelor de acord prevăzute în acest scop), nu trebuie să ducă la variații importante ale indicilor principali ai amplificatorului: coeficientul de amplificare, frecvența de acord, banda de trecere (v. § 3.1.5).

ARF nu trebuie să introducă în semnalul amplificat, distorsiuni importante (v. § 3.1.6).

Toate capacitățile, inductanțele și inductanțele mutuale trebuie să fie realizabile constructiv fără mari greutăți.

În ARF acordat, trebuie să fie prevăzute organele de ajustare a acordului, necesare pentru obținerea frecvențelor de acord corecte în cazul abaterilor capacităților și inductanțelor tuturor elementelor schemei față de valorile calculate, abateri care sînt posibile în producție. Sistemul de comutare trebuie să fie cît mai simplu. Costul trebuie să fie cît mai redus.

Condițiile enumerate mai sus sînt de multe ori contradictorii, iar sarcina proiectantului este de a alege o soluție de compromis care din punctul său de vedere să fie cea mai bună.

3.1.2. Coeficientul de amplificare al amplificatorului rezonant

Coeficientul de amplificare în tensiune a amplificatorului rezonant A_0 la frecvența de acord, poate fi găsit cu formula:

$$A_0 = y_{21} R_{0e} p_2 p_{1\,urm} \tag{3.1}$$

unde y_{21} este admitanța de transfer direct a tranzistorului;

R_{0e} — impedanța (rezistența) echivalentă (totală) la rezonanță a circuitului acordat echivalent, adică a circuitului acordat în care se iau în considerație rezistențele introduse din partea tranzistorului etajului respectiv și tranzistorului următor;

p_2 și $p_{1\,urm}$ coeficienții de conectare a circuitului acordat la circuitul de ieșire al tranzistorului etajului respectiv și la circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor.

Toți factorii din partea dreaptă a rel. (3.1) depind de frecvența de acord a receptorului. Dar în majoritatea cazurilor, admitanța y_{21} variază puțin în interiorul gamei, astfel că atunci cînd se face stabilirea orientativă a dependenței de frecvență a amplificării A_0, y_{21} poate fi considerată constantă.

Arhiva digitala SaDAng

Impedanța echivalentă la rezonanță a circuitului acordat echivalent este:

$$R_{0e} = \frac{Q}{1 + (g_{22}p_2^2 + g_{11\,urm}p_{1\,urm}^2)\rho Q}, \tag{3.2}$$

unde ρ este rezistența caracteristică a circuitului acordat;

Q — factorul de calitate propriu (în gol) al acestuia;

g_{22} și $g_{11\,urm}$ — componentele active ale admitanței de ieșire a tranzistorului etajului respectiv și a admitanței de intrare a tranzistorului etajului următor.

Din considerente de creștere a selectivității și de asigurare a stabilității amplificatorului (§ 3.1.5) cuplajul tranzistoarelor cu circuitul acordat se face slab, astfel că $(g_{22}p_2^2 + g_{11\,urm}p_{1\,urm}^2)\rho Q < 1$. În afară de aceasta în interiorul gamei se poate considera în primă aproximație $Q = \text{const}$. De aceea cînd se apreciază orientativ cum depinde de frecvență mărimea A_0, se poate considera că R_{0e} depinde de frecvență ca și ρ și prin urmare în cazul acordului cu ajutorul condensatoarelor variabile $R_{0e} = \text{const} \cdot f_0$.

Dependența de frecvență a mărimilor p_2 și $p_{1\,urm}$ este determinată de tipul de cuplaj existent între circuitul acordat și cele două tranzistoare.

În cazul cuplajului prin transformator (fig. 3.1) sau autotransformator (fig. 3.2) avem:

$$\left.\begin{aligned} p_2 &= k_{tc}\sqrt{\frac{L_{tc}}{L_c}}\,\frac{1}{\left|\left(\frac{f_0}{f_{02}}\right)^2 - 1\right|} \\ p_{1\,urm} &= k_{ct}\sqrt{\frac{L_{ct}}{L_c}}\,\frac{1}{\left|\left(\frac{f_0}{f_{01\,urm}}\right)^2 - 1\right|} \end{aligned}\right\} \tag{3.3}$$

unde

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{tc}C'_{22}}}\ ;\ f_{01\,urm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ct}C'_{11\,urm}}},$$

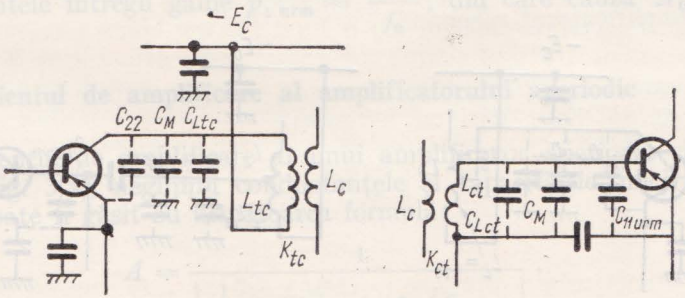


Fig. 3.1. Scheme de amplificator de RF cu cuplaj prin transformator.

C'_{22} și $C'_{11\,urm}$ fiind capacitățile de ieșire și intrare ale tranzistorului din etajul respectiv și din cel următor, plus capacitățile bobinelor și montajului:

$$C'_{22} = C_{22} + C_M + C_{Ltc};$$

$$C'_{11\,urm} = C_{11\,urm} + C_M + C_{Lct}$$

Funcționarea în regim de lungire ($f_{02} < f_{min}$ și $f_{01\,urm} < f_{min}$) nu prezintă interes în amplificatoarele cu tranzistoare. În practică totdeauna are loc o „scurtare" mare ($f_{02} \gg f_{max}$ și $f_{01\,urm} \gg f_{max}$). Din această cauză, în cazul cuplajului prin transformator ca și prin autotransformator, se poate considera:

$$p_2 = k_{tc}\sqrt{\frac{L_{tc}}{L_c}};\ p_{1\,urm} = k_{ct}\sqrt{\frac{L_{ct}}{L_c}}, \tag{3.4}$$

adică coeficientul de conectare nu depinde de frecvența de acord.

În cazul cuplajului capacitiv interior cu intrarea tranzistorului etajului următor (fig. 3.3):

$$p_{1\,urm} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_c C_{cupl}}, \tag{3.5}$$

unde $C_{cupl} = C'' + C_M + C_{11\,urm}$.

Conform relației (3.5), $p_{1\,urm}$ variază invers proporțional cu pătratul frecvenței de acord.

În cazul cuplajului prin transformator sau autotransformator, a circuitului acordat cu ambele tranzistoare se obține în primă aproximație $A_0 = \text{const.}\ f_0$, iar în cazul cuplajului prin transformator sau autotransformator cu tranzistorul etajului respectiv și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul etajului următor $A_0 = \frac{\text{const}}{f_0}$.

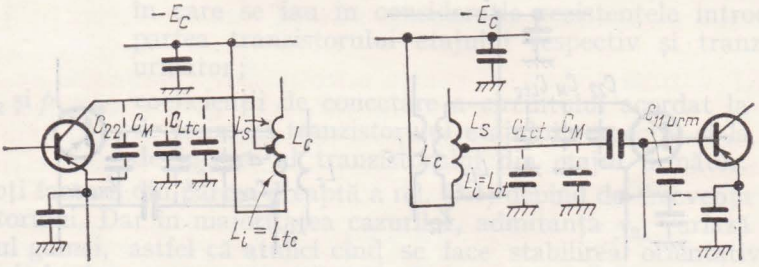


Fig. 3.2. Scheme de amplificator de RF cu cuplaj prin autotransformator.

Arhiva digitala SaDAng

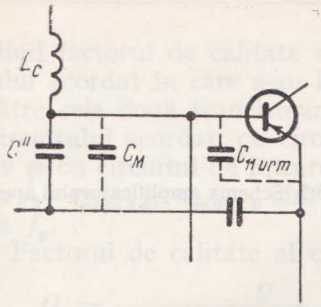


Fig. 3.3. Schema cuplajului capacitiv interior cu intrarea tranzistorului următor.

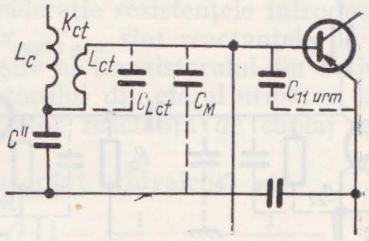


Fig. 3.4. Schema cuplajului combinat cu intrarea etajului următor.

Pentru uniformizarea amplificării în gamă, se poate utiliza un cuplaj combinat între circuitul acordat și intrarea tranzistorului următor (fig. 3.4).

Neglijînd influența capacităților C_{Lct}, C_M și $C_{11\,urm}$ se poate considera în acest caz:

$$p_{1\,urm} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C'' L_c} + k_{ct}\sqrt{\frac{L_{ct}}{L_c}}. \tag{3.6}$$

Adoptînd

$$C'' = \frac{\gamma + 1}{\gamma p_{max}} \cdot \frac{1}{4\pi^2 f_{min}^2 L_c} \tag{3.7}$$

$$L_{ct} = L_c \frac{p_{max}}{(\gamma + 1)^2 k_{ct}^2}, \tag{3.8}$$

unde p_{max} este valoarea lui $p_{1\,urm}$ la frecvența f_{min} (această valoare este maximă în limitele gamei), vom obține:

$$p_{1\,urm} = \left(\frac{f_{min}^2}{f_0^2}\gamma + 1\right)\frac{p_{max}}{\gamma + 1}. \tag{3.9}$$

În limitele întregii game $p_{1\,urm} \approx \frac{\text{const}}{f_0}$, din care cauză $A_0 \approx \text{const}$.

3.1.3. Coeficientul de amplificare al amplificatorului aperiodic

Coeficientul de amplificare al unui amplificator aperiodic simplu, cu rezistențe (fig. 3.5), neglijînd conductanțele și capacitățile mici g_{22}, $1/R_b$, C_{22} și C_M poate fi găsit cu următoarea formulă:

$$A = \frac{1}{\left|\frac{1}{R_c} + g_{11\,urm} + j\,2\pi f_0 C_{11\,urm}\right|}. \tag{3.10}$$

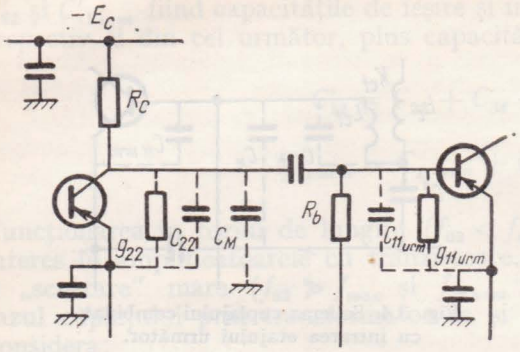


Fig. 3.5. Schema amplificatorului aperiodic.

Întrucît avem nevoie de un coeficient de amplificare cu mărimea de ordinul 5—10 (§ 3.11), iar admitanța y_{21} este de ordinul 30 mS (pentru $i_e = 1$ mA), numitorul din relația (3.10) trebuie să fie de ordinul (6—3) mS. Această valoare este cu mult mai mare decît $y_{11\,urm} = |g_{11\,urm} + j2\pi f_0 C_{11\,urm}|$ în gama undelor lungi și medii, unde este posibilă folosirea acestor amplificatoare. De aceea, trebuie aleasă o rezistență de sarcină mică R_c (150—300 Ω) și se poate considera aproximativ:

$$A = y_{21} R_c. \tag{3.11}$$

Coeficientul de amplificare în acest caz, practic nu depinde de frecvență.

Dacă dintr-un motiv oarecare trebuie obținută o amplificare ceva mai mare sau (și) admitanța y_{21} este mult mai mică decît valoarea indicată mai sus, atunci trebuie mărită valoarea rezistenței R_c. Ca urmare, crește rolul capacității $C_{11\,urm}$ iar coeficientul de amplificare scade simțitor o dată cu creșterea frecvenței de lucru.

În acest caz, pentru uniformizarea amplificării, se poate recurge la corecție.

3.1.4. Atenuarea relativă a canalelor suplimentare de recepție în amplificatorul rezonant

Atenuarea relativă în ARF rezonant, a unei oscilații perturbatoare cu frecvența f_p, se poate găsi cu formula:

$$\frac{1}{y_{ARF\,p}} = 10 \lg (1 + \xi_p^2) - 20 \lg \left| \frac{x_{cupl\,2p}}{x_{cupl\,2}} \right| - 20 \lg \left| \frac{x_{cupl\,1\,urm\,p}}{x_{cupl\,1\,urm}} \right| \text{(dB)} \tag{3.12}$$

unde

$$\xi_p = Q_e \left(\frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p} \right), \tag{3.13}$$

Arhiva digitala SaDAng

Q_e fiind factorul de calitate al circuitului acordat echivalent, adică al circuitului acordat în care s-au luat în considerație rezistențele introduse în el de către cele două tranzistoare; $x_{cupl\,2}$, $x_{cupl\,1\,urm}$ sînt reactanțele de cuplaj ale circuitului acordat, cu circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul respectiv și cu circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor, la frecvența f_0; $x_{cupl\,2\,p}$, $x_{cupl\,1\,p}$ sînt valorile acestor reactanța de cuplaj la frecvența f_p.

Factorul de calitate al circuitului acordat echivalent:

$$Q_e = \frac{Q}{1 + (g_{22}p_2^2 + g_{11\,urm}p_{1\,urm}^2)\rho Q} = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{22}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm}}\right) \tag{3,14}$$

unde p_{22} și $p_{11\,urm}$ sînt indicii care caracterizează cuplajul circuitului acordat cu circuitele de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor din etajul amplificator și din etajul următor:

$$p_{22} = \frac{g_s}{g_{22}}\ ;\ p_{11\,urm} = \frac{g_{g\,urm}}{g_{11\,urm}}. \tag{3.15}$$

În formulele (3.15) g_s este conductanța sarcinei pe care o „simte" tranzistorul etajului respectiv la frecvența de acord; $g_{g\,urm}$ este conductanța generatorului, pe care o „simte" la intrarea sa tranzistorul etajului următor la frecvența de acord.

Coeficientul de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat, datorită rezistențelor introduse în el din partea celor două tranzistoare din etajul respectiv și din cel următor poate fi găsit cu formula:

$$S_B = \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + p_{22}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm}}}. \tag{3.16}$$

Amplificarea maximă, pentru o valoare dată S_B se asigură, dacă se ia:

$$p_{22} = p_{11\,urm} = p_S = \frac{S_B + 1}{S_B - 1}. \tag{3.17}$$

Dacă $p_{22} \geqslant 3$ și $p_{11\,urm} \geqslant 3$, atunci $Q_e \geqslant 0{,}5\ Q$, și dacă celelalte condiții sînt egale, $1/y_{ARF\,p}$ scade, cu cel mult 6 dB în comparație cu cazul cînd p_{22} și $p_{11\,urm}$ ar fi fost foarte mari (adică un cuplaj foarte slab între circuitul acordat și tranzistoare).

Pentru cuplajul prin transformator și autotransformator, neglijînd capacitățile tranzistoarelor, bobinelor și montajului se poate considera în primă aproximație:

$$\frac{x_{cupl\,2\,p}}{x_{cupl\,2}} = \frac{x_{cupl\,1\,urm\,p}}{x_{cupl\,1\,urm}} = \frac{f_p}{f_0}. \tag{3.18}$$

Trebuie reținut însă că din cauza capacităților menționate, în curba de rezonanță a etajului apar maxime suplimentare la fel cum se întîmplă în circuitul de intrare (v. § 2.1.7).

Trebuie de asemenea avut în vedere că pentru cazul cînd cuplajul circuitului oscilant cu cele două tranzistoare se realizează prin transformator sau prin autotransformator, formula (3.12) nu ține seama de influența cuplajului direct dintre bobina (sau o parte a bobinei circuitului acordat) L_{tc} introdusă în circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul amplificator, și bobina (sau o parte a bobinei circuitului acordat) L_{ct} introdusă în circuitul de intrare al tranzistorului etajului următor. Acest cuplaj poate fi luat în considerare prin adăugirea în partea dreaptă a expresiei (3.12) a termenului:

$$-20 \lg \left| 1 - \frac{k_{tt}}{k_{tc} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_p^2} \right) \right|, \tag{3.19}$$

unde k_{tt}, k_{tc} și k_{ct} — sînt coeficienții de cuplaj respectiv între bobinele L_{tc} și L_{ct}, L_{tc} și L_c, L_c și L_{ct}. Acest termen este analog termenului (2.64). Dacă $k_{tt} = k_{tc} \cdot k_{ct}$, atunci termenul de mai sus se transformă în $-20 \lg f_0^2/f_p^2$, iar pentru un anumit raport f_0/f_p se poate obține în principiu o atenuare infinit de mare a semnalului cu frecvența f_p.

Pentru cuplaj capacitiv interior:

$$\frac{x_{cupl\ 1\ urm\ p}}{x_{cupl\ 1\ urm}} = \frac{f_0}{f_p}. \tag{3.20}$$

Pentru cuplajul combinat, fig. 3.4:

$$\frac{x_{cupl\ 1\ urm\ p}}{x_{cupl\ 1\ urm}} = \frac{\dfrac{1}{2\pi f_p C''} + 2\pi f_p k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}}{\dfrac{1}{2\pi f_0 C''} + 2\pi f_0 k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}} \tag{3.21}$$

3.1.5. Stabilitatea amplificatorului rezonant

Pentru ca reacția să nu producă o influență însemnată asupra funcționării amplificatorului trebuie îndeplinită condiția ca pe toate frecvențele de acord influența reacției să fie minimă:

$$(1 + p_{11})(1 + p_{22}) \geqslant M, \tag{3.22}$$

unde p_{11} este indicele de cuplaj al circuitului de intrare al tranzistorului din etajul respectiv, cu circuitul oscilant precedent; M — indicele admisibil generalizat de cuplaj al tranzistorului cu generatorul și cu sarcina

$$M = \frac{y_{21} y_{12}}{g_{11} g_{22} \xi_r}; \tag{3.23}$$

aici ξ_r este indicele de influență a reacției prin tranzistor asupra funcționării amplificatorului; mărimea acestui indice se alege de proiectant după apreciere.

Se poate recomanda $\xi_r = 0{,}2 - 0{,}4$. Micșorarea valorii ξ_r duce la reducerea influenței reacției asupra benzii de trecere și asupra coeficientului

Arhiva digitala SaDAng

de transfer al ARF (luat la un loc cu circuitul de intrare) dar în același timp poate micșora coeficientul de amplificare al amplificatorului. Cînd ξ_r este mare, coeficientul de amplificare al amplificatorului poate fi mai mare însă crește influența reacției prin tranzistor.

O alegere mai fundamentată a valorii ξ_r se poate face cu ajutorul curbelor din fig. 3.6 și 3.7. Aceste curbe se referă la preselectorul format din circuitul de intrare (cu un singur circuit acordat) și amplificatorul rezonant (cu un etaj) cu $Q_e = Q_{in}$. Curbele arată cum variază coeficientul de transfer la rezonanță $A_{0\,pres}$ și banda de trecere B_{pres} în funcție de ξ_r cînd celelalte condiții rămîn neschimbate. Prin $A_{0\,pres\,0}$ și $B_{pres\,0}$ se înțeleg valorile corespunzătoare la $\xi_r = 0$. Parametrul ψ, este argumentul produsului $y_{21}\,y_{12}$.

Trebuie avut în vedere că periculoasă este nu atît variația indicilor $A_{0\,pres}$ și B_{pres} sub influența reacției, cît instabilitatea lor la variațiile reacției create de variație parametrilor elementelor schemei. În primă aproximație, se poate considera că într-un amplificator proiectat corect:

$$\frac{\Delta\xi_r}{\xi_r} = \frac{\Delta(y_{21}y_{12})}{y_{21}y_{12}}. \tag{3.24}$$

Dacă variația relativă posibilă a mărimii $y_{21}\,y_{12}$ în condițiile de producție și de exploatare este cunoscută, atunci folosind formula (3.24) și curbele din fig. 3.6 și 3.7 se pot determina variațiile relative corespunzătoare ale mări-

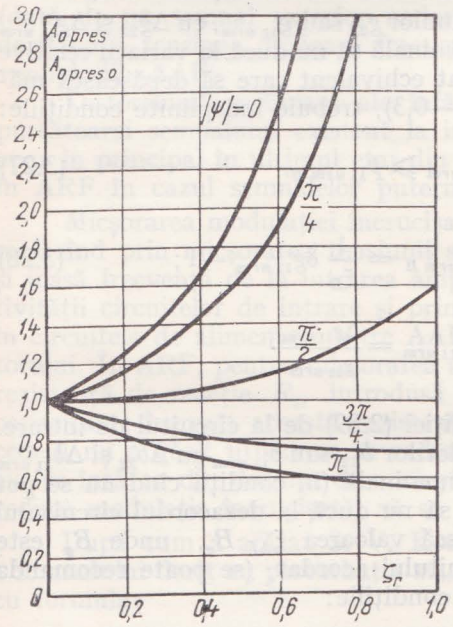


Fig. 3.6. Dependența raportului $S_{0\,pres}/S_{0\,pres\,0}$ de mărimea ξ_r.

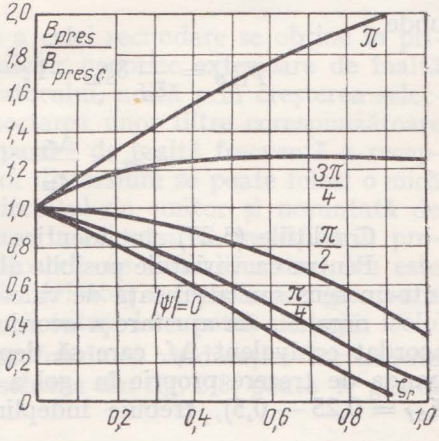


Fig. 3.7. Dependența raportului $B_{pres}/B_{pres\,0}$ de mărimea ξ_r.

milor $A_{0\,pres}$ și B_{pres} pentru orice ξ_r și ψ și se poate alege ξ_r astfel ca aceste variații să nu depășească pe cele admisibile. Se pot considera admisibile variații relative de cel mult 0,1—0,15.

Dacă valoarea ψ nu este cunoscută, trebuie să se tindă către valoarea cea mai defavorabilă. O asemenea valoare, în cazul conectării tranzistorului în schema cu emitorul comun este π, iar în schema cu bază comună — zero.

Să considerăm de exemplu un tranzistor conectat în schema cu emitorul comun și ca urmare a faptului că tranzistoarele nu sînt identice și că regimul de funcționare poate avea variații, produsul $y_{21}\,y_{12}$ poate varia cu $\pm$ 30%. Dacă se ia în calcul $\xi_r = 0{,}4$ atunci valoarea efectivă a acestui indice va oscila, conform celor spuse mai sus, între 0,28 și 0,52. Din curba, pentru $|\psi| = \pi$, aceasta corespunde la variații ale $A_{0\,pres}$ între limitele 0,76—0,65 și la variații ale B_{pres} între limitele 1,38—1,66 față de valorile corespunzătoare de la $\xi_r = 0$. Asemenea variații pot fi considerate admisibile.

Întrucît indicele de cuplaj p_{11} se determină la calculul circuitului de intrare, atunci la calculul ARF trebuie îndeplinită condiția:

$$p_{22} \geqslant p_{22\,r}, \tag{3.25}$$

unde

$$p_{22\,r} = \frac{M}{1 + p_{11}} - 1. \tag{3.26}$$

Pentru ca variațiile posibile ale mărimilor g_{22} sau $g_{11\,urm}$, cu Δg_{22} și $\Delta g_{11\,urm}$ într-un sens sau altul față de valoarea nominală să nu ducă la variații relative ale benzii de trecere a circuitului acordat echivalent care să depășească mărimea ξ_B (se poate recomanda $\xi_B = 0{,}1$—$0{,}3$), trebuie îndeplinite condițiile:

$$p_{22} \geqslant p_{22\,B}; \quad p_{11\,urm} \geqslant p_{11\,urm\,B}, \tag{3.27}$$

unde

$$p_{22\,B} = \frac{1}{\xi_B}\,\delta g_{22} - 1; \quad p_{11\,urm\,B} = \frac{1}{\xi_B}\,\delta g_{11\,urm} - 1; \tag{3.28}$$

$$\delta g_{22} = \frac{\Delta g_{22}}{g_{22}}; \quad \delta g_{11\,urm} = \frac{\Delta g_{11\,urm}}{g_{11\,urm}}.$$

Condițiile (3.27) sînt identice condiției (2.89) de la circuitul de intrare.

Pentru ca variațiile posibile ale valorilor b_{22} sau $b_{11\,urm}$ cu Δb_{22} și $\Delta b_{11\,urm}$ într-un sens sau altul față de valoarea nominală (în condiții cînd nu se pot folosi organele de ajustare a acordului) să nu ducă la dezacordul circuitului acordat echivalent Δf, care să depășească valoarea $\xi_{\Delta f}\,B_g$, unde B_g este banda de trecere proprie în gol a circuitului acordat, (se poate recomanda $\xi_{\Delta f} = 0{,}25 - 0{,}5$), trebuie îndeplinite condițiile:

$$p_{22} \geqslant p_{22\,\Delta f}; \quad p_{11\,urm} \geqslant p_{11\,urm\,\Delta f}; \tag{3.29}$$

Arhiva digitala SaDAng

unde

$$\left.\begin{aligned} p_{22\,\Delta f} &= \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} = \delta b_{22}\,|tg\varphi_{22}| - 1 \\ p_{11\,urm\,\Delta f} &= \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\,\delta b_{11\,urm}\,|\operatorname{tg}\varphi_{11\,urm}| - 1 \\ \delta b_{22} &= \frac{\Delta b_{22}}{|b_{22}|}\;;\quad \delta b_{11\,urm} = \frac{\Delta b_{11\,urm}}{|b_{11\,urm}|} \\ \operatorname{tg}\varphi_{22} &= \frac{b_{22}}{g_{22}}\;;\quad \operatorname{tg}\varphi_{11\,urm} = \frac{b_{11\,urm}}{g_{11\,urm}} \end{aligned}\right\} \tag{3.30}$$

Condițiile (3.29) sînt analoge condiției (2.29) de la circuitul de intrare.

3.1.6. Distorsiunile neliniare în amplificatorul de radiofrecvență

Datorită neliniarității caracteristicii tranzistorului, în ARF pot apărea: distorsiuni neliniare ale înfășurătoarei semnalului modulat în amplitudine; modulație încrucișată a semnalului dorit, cu o perturbație de înaltă frecvență (dată de un semnal exterior nedorit); modulația secundară a semnalului dorit cu o tensiune de joasă frecvență, ce pătrunde la intrarea ARF provenind din AAF.

Distorsiunile neliniare ale înfășurătoarei cresc cu patratul tensiunii purtătoarei semnalului existent la intrarea amplificatorului. De aceea ele apar în principal în ultimul etaj din AFI, dar nu este exclusă apariția lor și în ARF în cazul semnalelor puternice.

Micșorarea modulației încrucișate și a celei secundare se obține în primul rînd prin micșorarea tensiunii semnalelor nedorite exterioare de înaltă și joasă frecvență de la intrarea amplificatorului, adică prin creșterea selectivității circuitelor de intrare și prin conectarea unor filtre corespunzătoare în circuitele de alimentare între AAF și partea de înaltă frecvență a receptorului. În ARF, pentru micșorarea acestor distorsiuni se poate folosi o mică rezistență de reacție R_{er} introdusă în circuitul de emitor și nesuntată de capacitate; întrucît această rezistență duce la micșorarea amplificării, procedeul nu a găsit utilizarea în radioreceptoarele de radiodifuziune. Nu este exclus însă ca din dorința de a crește selectivitatea receptoarelor (pentru a reduce modulația încrucișată) să se recurgă totuși la această metodă.

După cum a arătat S. V. Kozin, profunzimea modulației încrucișate a semnalului dorit cu perturbația m_{incr} la schema din fig. 3.8, poate fi găsită cu formula:

$$m_{incr} = 0{,}5\alpha\,\frac{(1+\rho_e)(1-2\rho_e) - 2\rho_{SM}\rho_e}{(1+\rho_e)^4(1+\rho_e{}'+\rho_{SM})}\,V_{pM}^2 m_p, \tag{3.31}$$

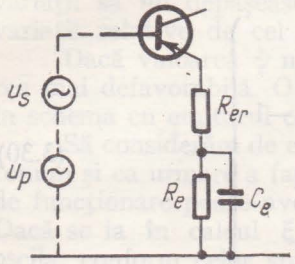


Fig. 3.8. Schemă cu rezistență de emitor decuplată parțial.

unde:

$$\rho_e = [R_{er} + r_{bb'}\,(1 - \alpha)]\,\sigma i_e;$$

$$\rho_{SM} = R_e \sigma i_e; \quad V_{pM} = U_{pM}\sigma;$$

U_{pM} — este amplitudinea tensiunii purtătoare a perturbației; α și σ — sînt parametrii tranzistorului $\left(\text{pentru tranzistoarele cu germaniu } \sigma = \frac{q}{kT}, \text{ iar la temperatura camerei } \sigma = 39\,\frac{1}{V}\right)$; m_p — adîncimea de modulație a perturbației; i_e — componenta continuă a curentului emitorului.

Această formulă este suficient de precisă, dacă $V_{pM} \ll \rho_e$ iar capacitatea C_e nu șuntează practic rezistența R_e la frecvențele de modulație. Dacă, dimpotrivă, condensatorul C_e șuntează apreciabil rezistența R_e, atunci trebuie considerat $\rho_{SM} = 0$.

Din formula (3.31) rezultă că pentru orice valoare ρ_{SM} se poate asigura $m_{incr} = 0$, alegînd

$$\rho_e = 0{,}25\,[-(1 + 2\rho_{SM}) + \sqrt{(1 + 2\rho_{SM})^2 + 8}], \tag{3.32}$$

iar pentru $\rho_e < 0{,}5$, alegînd

$$\rho_{SM} = \frac{(1 - 2\rho_e)\,(1 + \rho_e)}{2\rho_e}. \tag{3.33}$$

În realitate, în condițiile menționate, modulația încrucișată nu dispare dar are un minim (la deducerea formulei, s-au făcut unele neglijări). Dar nu este indicat să se facă eforturi pentru realizarea acestor condiții, întrucît nu se poate garanta o păstrare destul de precisă a lor în exploatare.

Se poate recomanda regimul $\rho_e \geqslant 3$. În acest caz ρ_{SM} încetează de a mai exercita o influență însemnată (valoarea R_e nu este critică) și se poate considera

$$m_{incr} = \alpha\,\frac{\rho_e}{(1 + \rho_e)^4}\,V_{pM}^2 m_p. \tag{3.34}$$

Arhiva digitala SaDAng

La calculul amplificatorului, tranzistorul împreună cu rezistența R_{er}, trebuie să fie privit cu un dispozitiv amplificator nou, (echivalent) avînd parametrii matriceali Y' legați de parametrii Y ai tranzistorului prin formulele:

$$Y'_{11} = \frac{Y_{11} + R_{er}\,\Delta Y}{1 + R_{er}\,\Sigma Y};$$

$$Y'_{12} = \frac{Y_{12} - R_{er}\,\Delta Y}{1 + R_{er}\,\Sigma Y};$$

$$Y'_{21} = \frac{Y_{21} - R_{er}\,\Delta Y}{1 + R_{er}\,\Sigma Y}; \qquad (3.35)$$

$$Y'_{22} = \frac{Y_{22} + R_{er}\,\Delta Y}{1 + R_{er}\,\Sigma Y};$$

unde:

$$\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{21}\,Y_{12};\ \Sigma\, Y = Y_{11} + Y_{12}\,Y_{21} + Y_{22}.$$

Pentru compensarea micșorării amplificării (produsă prin introducerea R_{er}) se poate recomanda creșterea curentului i_e (pînă la 2—3 mA). Dar introducerea rezistenței R_{er} asociată (în special) cu creșterea curentului i_e conduce în afara scăderii amplificării, la creșterea factorului de zgomot, adică la scăderea sensibilității reale. De aceea, nu trebuie folosită această rezistență în primul etaj al ARF, decît ca cea din urmă soluție posibilă.

3.1.7. Date inițiale și ordinea generală de calcul la ARF rezonant

Pentru calculul ARF rezonant (cu excepția calculului elementelor din circuite de alimentare, care este analizat separat în capitolul 9), se impun pentru fiecare gamă următoarele date inițiale:

1. Schema și parametrii elementelor circuitului acordat din circuitul de intrare.
2. Valorile p_{11} obține în urma calculului circuitului de intrare.
3. Valorile y_{21}, y_{12}, g_{22} și b_{22} ale tranzistorului din etajul ARF și $g_{11\,urm}$, $b_{11\,urm}$ ale tranzistorului din etajul următor în punctele de funcționare alese, pe două — trei frecvențe, în limitele gamei. Dacă etajul următor este schimbător de frecventă, atunci în locul $g_{11\,urm}$ și $b_{11\,urm}$ trebuie să fie dați parametrii în regim de conversie $g_{11c\,urm}$ și $b_{11c\,urm}$; se dau abaterile relative posibile ale conductanțelor indicate, față de valorile nominale δg_{22}, δb_{22}, $\delta g_{11\,urm}$ și $\delta b_{11\,urm}$.

Ordinul calculului se reduce în linii generale la următoarele:

Se află mai întîi valorile minime admisibile p_{22} și $p_{11\,urm}$ ale indicilor de cuplaj dintre circuitul acordat și tranzistorul amplificator pe de o parte și dintre circuitul acordat și tranzistorul următor, pe de alta, și se aleg valorile cele mai mari (cuplajele cele mai slabe).

Se află mai întîi valorile minime ale indicilor de cuplaj a tranzistoarelor etajului respectiv și celui următor cu circuitul acordat p_{22} și $p_{11\,urm}$, admisibile pe baza diferitelor considerente. Apoi se găsesc parametrii elementelor de cuplaj. În încheiere se determină indicii principali ai etajului calculat: A_0, B și atenuările relative ale canalelor suplimentare de recepție.

3.2. Calculul unor amplificatoare de radiofrecvență

3.2.1. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin autotransformator cu tranzistorul etajului respectiv și prin transformator cu tranzistorul din etajul următor

Schema amplificatorului ce va fi calculat este prezentată în două variante în fig. 3.9.

Variantele diferă una de alta prin locul de conectare a condensatorului de aliniere C_T. Varianta *a* corespunde circuitului de intrare din fig. 2.4; 2.5; 2.6 și 2.16, precum și circuitelor de intrare din fig. 2.20; 2.21 și 2.22 pentru $C''' = \infty$ (cînd acest condensator lipsește). Varianta *b*, corespunde circuitelor de intrare din fig. 2.20; 2.21 și 2.22 cu C''' menținut.

De obicei, condensatorul C_2 poate lipsi ($C_2 = \infty$). În acest caz ambele variante coincid (în varianta *b*, $C_{supl\,1}$, se confundă cu C_{supl}). Această schemă corespunde circuitelor de intrare din fig. 2.8 și 2.17. Ordinea de calcul este următoarea.

În ambele variante adoptăm pentru L_c aceeași valoare ca în circuitul de intrare.

În varianta *a* luăm pentru $C_{T\,med}$ aceeași valoare ca în circuitul de intrare; pentru C_{supl} plus C'_A luăm valoarea cea mai apropiată de C_{supl} din circuitul de intrare (în cazul circuitului de intrare cuplat prin transformator cu antena, $C'_A = 0$, iar valoarea C_{supl} din ARF o luăm aceeași ca în circuitul de intrare); pentru C_2 luăm valoarea cea mai apropiată de $C'' + C_{11}$ (C'' și C_{11} sînt capacitatea condensatorului de cuplaj cu tranzistorul din circuitul de intrare și capacitatea de intrare a tranzistorului); ambele aceste valori se preiau de la calculul circuitului de intrare. În varianta *b* alegem pentru $C_{T\,med}$ aceeași valoare ca la circuitul de intrare și găsim:

$$C_{supl\,1} = C_3 - C_L - C_{T\,med} \tag{3.36}$$

$$C_{supl} = C_1 - C_M, \tag{3.37}$$

unde C_3 și C_1 sînt capacitățile stabilite la calculul circuitului de intrare. Adoptăm pentru $C_{supl\,1}$ și C_{supl} valorile cele mai apropiate de cele găsite. Pentru C_2 adoptăm valoarea corespunzătoare cea mai apropiată de capacitatea C_2 stabilită la calculul circuitului de intrare.

Arhiva digitala SaDAng

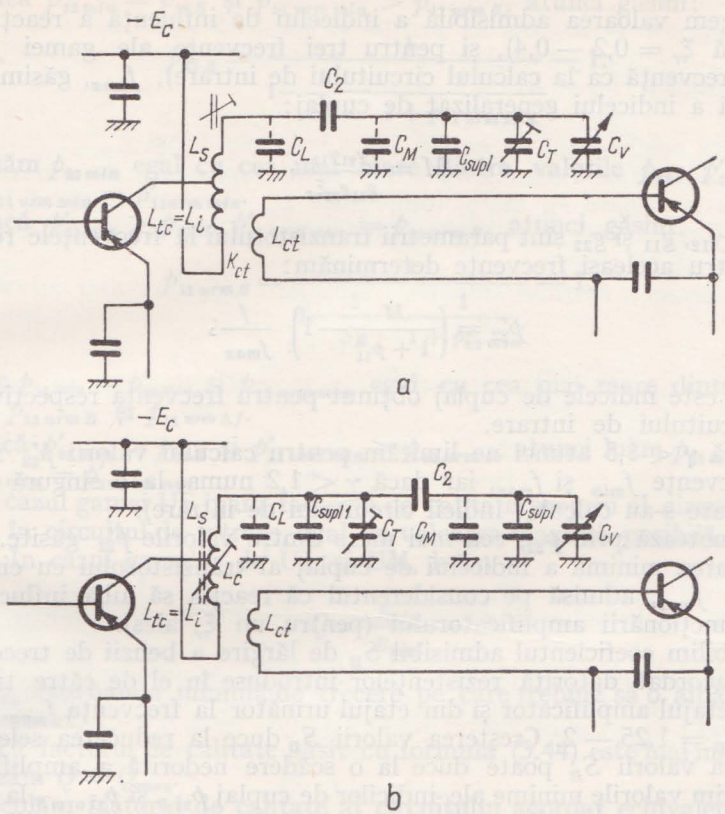


Fig. 3.9. Scheme ale amplificatorului de RF la care circuitul acordat este cuplat prin autotransformator cu tranzistorul din etajul respectiv și prin transformator cu tranzistorul etajului următor:
a — cu C_2 „în stînga" trimerului C_T; *b* — cu C_2 „în dreapta" trimerului C_T.

Se poate elimina din schemă condensatorul $C_{supl\,1}$ (se ia $C_{supl\,1} = 0$) alegînd:

$$C_{T\,med} = C_3 - C_L \tag{3.38}$$

Această modificare a schemei este indicată sau nu, în funcție de valoarea care se obține pentru capacitatea $C_{T\,med}$ în acest caz (adică dacă $C_{T\,med}$ nu este prea mare).

Dacă valoarea $C_{supl\,1}$ găsită cu formula (3.36) este negativă, trebuie adoptat $C_{supl\,1} = 0$ și găsit $C_{T\,med}$ cu formula (3.38).

Dacă în circuitul acordat al amplificatorului condensatorul C_2 lipsește, luăm pentru $C_{T\,med}$ și C_{supl} aceleași valori ca în circuitul acordat din circuitul de intrare.

Alegem valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_r (se recomandă $\xi_r = 0{,}2 - 0{,}4$), și pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}, f_{med} (aceeași frecvență ca la calculul circuitului de intrare), f_{max}, găsim valoarea admisibilă a indicelui generalizat de cuplaj:

$$M = \frac{y_{21}y_{12}}{g_{11}g_{22}\xi_r}, \tag{3.39}$$

unde y_{21}, y_{12}, g_{11} și g_{22} sînt parametrii tranzistorului la frecvențele respective.

Pentru aceleași frecvențe determinăm:

$$p'_{22} = \left(\frac{M}{1 + p_{11}} - 1\right) \frac{f}{f_{max}}, \tag{3.40}$$

unde p_{11}, este indicele de cuplaj obținut pentru frecvența respectivă la calculul circuitului de intrare.

Dacă $\gamma < 1{,}5$ atunci ne limităm pentru calculul valorii p'_{22} numai la două frecvențe f_{min} și f_{max}, iar dacă $\gamma < 1{,}2$ numai la o singură frecvență (pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare).

Se notează prin p_{22r} cea mai mare dintre valorile p'_{22} găsite. Aceasta este valoarea minimă a indicelui de cuplaj al tranzistorului cu circuitul la frecvența f_{max}, admisă pe considerentul că reacția să aibă influență mică asupra funcționării amplificatorului (pentru un ξ_r ales).

Stabilim coeficientul admisibil S_B de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat datorită rezistențelor introduse în el de către tranzistoarele din etajul amplificator și din etajul următor la frecvența f_{max}. Se recomandă $S_B = 1{,}25 - 2$. Creșterea valorii S_B duce la reducerea selectivității. Micșorarea valorii S_B poate duce la o scădere nedorită a amplificării.

Găsim valorile minime ale indicilor de cuplaj $p_{22\,B}$ și $p_{11\,urm\,S}$ la frecvența f_{max}, la care, pentru o valoare aleasă a valorii S_B, se asigură amplificarea maximă a etajului (adică valorile minime ale indicilor de cuplaj admise din punctul de vedere al păstrării selectivității):

$$p_{22\,S} = p_{11\,urm\,S} = \frac{S_B + 1}{S_B - 1}. \tag{3.41}$$

Adoptăm valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim valorile minime ale p_{22} și $p_{11\,urm}$, admisibile din punct de vedere al influenței abaterilor conductanțelor de ieșire și de intrare al tranzistoarelor (din etajul amplificator și din etajul următor) asupra benzii de trecere și asupra frecvenței de acord a amplificatorului; $p_{22\,B}$, $p_{11\,urm\,S}$, și $p_{11\,urm\,\Delta f}$. În formulele (3.30) trebuie în acest caz ca valorile tg φ_{22} și tg $\varphi_{11\,urm}$ să corespundă la frecvența f_{max}.

Notăm prin: $p'_{22\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite p_{22r}, $p_{22\,S}$, $p_{22\,B}$ și $p_{22\Delta f}$.

Notăm prin $p'_{11\,urm\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite $p_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Arhiva digitala SaDAng

Dacă $p'_{22\,min} = p_{22\,S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim:

$$p'_{22\,S} = \frac{1}{1 - \frac{1}{S_B} - \frac{1}{1 + p'_{11\,urm\,min}}} - 1. \tag{3.42}$$

Luăm $p_{22\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile $p_{22\,r}$, $p'_{22\,S}$, $p_{22\,B}$ și $p_{22\,\Delta f}$, $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22\,S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim:

$$p'_{11\,urm\,S} = \frac{1}{1 - \frac{1}{S_B} - \frac{1}{1 + p'_{22\,min}}} - 1. \tag{3.43}$$

Adoptăm $p_{22\,miu} = p'_{22\,min}$ și $p_{11\,urm\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile $p'_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22\,S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$ și $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

În cazul gamei US luăm factorul de calitate propriu al circuitului acordat ca și în circuitul de intrare, egal cu valoarea maximă posibilă, adică $Q = Q_{max}$. În cazul gamelor de UL și UM, luăm

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{min}}, \tag{3.44}$$

unde B_{min} este banda minimă de trecere pe care trebuie să o aibă amplificatorul proiectat.

Dacă factorul de calitate găsit cu formula (3.44) este mai mare ca Q_{max}, atunci luăm $Q = Q_{max}$.

Calculăm factorul de calitate al circuitului acordat echivalent, la frecvența f_{max}:

$$Q_e = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{22\,urm}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,min}}\right). \tag{3.45}$$

Găsim coeficienții de conectare a circuitului acordat la circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul amplificator și la circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor:

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi f_{max} C_{t\,min}}{Q_e g_{22}(1 + p_{22\,min})}}. \tag{3.46}$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22}(1 + p_{22\,min})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}}. \tag{3.47}$$

Valorile g_{22} și $g_{11\,urm}$ trebuie ca în acest caz să corespundă la frecvența f_{max}. Dacă etajul următor este schimbător de frecvență, atunci $g_{11\,urm}$ se în-

locuiește prin $g_{11\,conv\,urm}$ (parametrul tranzistorului în regim de conversie). Valoarea $C_{t\,min}$ se ia aceeași ca pentru circuitul de intrare.

Determinăm $$L_{ct} = L_c \frac{p_{1urm}^2}{k_{ct}^2} \tag{3.48}$$

unde k_{ct} este coeficientul de cuplaj între bobinele L_{ct} și L_c.

Este de dorit ca valoarea k_{ct} să fie cît mai apropiată de unitate. Dacă însă pentru o valoare k_{ct} mare, inductanța L_{ct} este atît de mică încît este greu de realizat, atunci se poate lua pentru L_{ct} valoarea minimă ce se poate realiza ușor și se găsește:

$$k_{ct} = p_{1\,urm}\sqrt{\frac{L_c}{L_{ct}}}. \tag{3.49}$$

În acest caz, trebuie urmărit ca să fie îndeplinite inegalitățile:

$$\left.\begin{aligned} 2\pi f_0 L_{ct} &< \frac{1}{3g_{11\,urm}} \\ 2\pi f_0 L_{ct} &< \frac{1}{5\,|b_{11\,urm}|} \end{aligned}\right\}. \tag{3.50}$$

Dacă cel puțin una din aceste inegalități nu este îndeplinită, se recomandă să se treacă la schema cu cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul din etajul următor.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, în funcție de valorile p_2 și k_{ts} (coeficientul de cuplaj dintre părțile inferioară și superioară ale bobinei L_c) găsim $k_{tc}^2 = k^2$, după care:

$$L_i = L_{tc} = L_c \frac{p_2^2}{k_{tc}^2}. \tag{3.51}$$

Pentru aceleași frecvențe, pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare, determinăm:

$$Q_e = \frac{Q}{1 + g_{22}p_2^2 + g_{11\,urm}p_{1\,urm}^2)\,\rho Q}, \tag{3.52}$$

unde ρ se ia din calculul circuitului de intrare;

$$R_{0e} = \rho Q_e \tag{3.53}$$

$$A_0 = y_{21}R_{0e}p_2p_{1\,urm} \tag{3.54}$$

$$B = \frac{f_0}{Q_e}. \tag{3.55}$$

Dacă cel puțin una din valorile găsite pentru A_0 depășește cu mult valoarea 10, atunci micșorăm puțin p_2 sau (și) p_{1urm} și refacem calculul începînd cu formula (3.48).

Arhiva digitala SaDAng

Pentru frecvența cea mai apropiată de frecvența intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{ARF f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{fi}^2) - 40 \lg \frac{f_i}{f_0} \text{ [dB]} \tag{3.56}$$

unde:

$$\xi_{fi} = Q_e \left(\frac{f_i}{f_0} - \frac{f_0}{f_i} \right). \tag{3.57}$$

Pentru frecvența f_{max} calculăm atenuarea relativă a canalului imagine, în decibeli:

$$\frac{1}{y_{ARF\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2) - 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} \text{ [dB]}, \tag{3.58}$$

unde

$$\xi_{im} = Q_e \left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}} \right); \tag{3.59}$$

$$f_{im} = f_{max} + 2f_i \tag{3.60}$$

(se presupune că la schimbătorul de frecvență frecvența de semnal este mai mare decît frecvența oscilatorului).

Formulele (3.56) și (3.58) sînt obținute din rel. (3.22) și prin urmare, nu iau în considerare cuplajul direct dintre bobinele L_{tc} și L_{ct}. Pentru a lua în considerare și acest cuplaj, trebuie pornit de la rel. (3.12) cu termenul suplimentar (3.19). În acest caz, în locul rel. (3.56) și (3.58) vom obține:

$$\frac{1}{y_{ARF f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{fi}^2) - 40 \lg \frac{f_i}{f_{mtn}} - 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{tt}}{k_{tc} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_{min}^2}{f_i^2} \right) \right| \text{ [dB]} \tag{3.61}$$

$$\frac{1}{y_{ARF\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2) - 40 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} - 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{tt}}{k_{tc} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_{max}^2}{f_{im}^2} \right) \right| \text{ [dB]} \tag{3.62}$$

Ultimele două formule pot fi folosite numai dacă valoarea k_{tt} este cunoscută. Această valoare se determină constructiv și se află în limitele:

$$k_{tc} + k_{ct} - 1 \leqslant k_{tt} \leqslant 1. \tag{3.63}$$

Curba de rezonanță (dacă este necesară) se calculează cu formula:

$$\frac{1}{y_{ARF}} = 10 \lg(1 + \xi^2), \tag{3.64}$$

unde

$$\xi = \frac{\Delta f}{0{,}5B}. \tag{3.65}$$

EXEMPLE:

Exemplul 1. *Date inițiale.* Circuitul de intrare este realizat după schema din fig. 2.8; s-a adoptat regimul de lungire. Datele corespund exemplului analizat în § 2.24 (tabelul 2.6). Tranzistorul din etajul amplificator are $y_{21} = 30$ mS, $g_{22} = 6$ μS (aceste valori nu depind de frecvență în interiorul gamei analizate); la frecvența de 500 kHz, $b_{22} = 50$ μS; $y_{12} = 20$ μS (ambele mărimi sînt practic proporționale cu frecvența). Tranzistorul din etajul următor lucrează în regim de conversie și are: conductanța $g_{11c} = 0{,}4$ mS (nu depinde de frecvență în interiorul gamei analizate), la frecvența 500 kHz $b_{11c} = 0{,}8$ mS (practic este proporțională cu frecvența), $\delta g_{22} = \delta g_{11\,urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11\,urm} = 0{,}2$. Banda minimă de trecere pe care trebuie să o aibă etajul $B_{min} = 8$ kHz.

Calculul. Eliminăm din schemă condensatorul C_2 și luăm ca în circuitul de intrare $L_c =$ $= 180$ μH, $C_{T\,med} = 9{,}6$ pF; $C_{supl} = 18$ pF.

Adoptăm $\xi_r = 0{,}3$, iar pentru frecvența 510 kHz, găsim cu formulele (3.39) și (3.40), $M = 555$; $p_{22} = 26{,}1$ (valoarea p_{11} este luată din tabelul 2.6). La fel, pentru frecvențele 1 120 și 1 655 kHz obținem $M = 1\,220$ și $1\,800$, $p'_{22} = 236$ și 683. Adoptăm $p_{22r} = 683$.

Alegem $S_B = 1{,}5$, iar cu formula (3.41) găsim $p_{22S} = p_{11\,urm\,S} = 5$.

Adoptăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) obținem $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} =$ $= 1{,}5$; $p_{22\Delta f} = 12{,}5$; $p_{11\,urm\,\Delta f} = 2{,}24$.

Adoptăm $p'_{22\,min} = 683$, $p'_{11\,urm\,min} = 5$. Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.43) găsim $p'_{11\,urm\,S} = 3{,}02$. Adoptăm $p_{22\,min} = 638$, $p_{11\,urm\,min} = 3{,}02$.

Cu formula (3.44) determinăm $Q = 63{,}8$. Un asemenea factor de calitate poate fi realizat.

Cu formulele (3.45) — (3.47) obținem $Q_r = 47{,}9$; $p_2 = 5{,}22 \times 10^{-2}$; $p_{1\,urm} = 6{,}6 \cdot 10^{-2}$.

Adoptăm $k_{ct} = 0{,}8$ iar cu formula (3.48) găsim $L_{ct} = 1{,}22$ μH. O asemenea inductanță poate fi realizată.

Presupunînd $k_{i\,s} = 0{,}8$ găsim cu ajutorul curbelor din fig. 3.4, valoarea $k^2 = 0{,}67$, iar cu formula (3.51) calculăm $L_{tc} = 0{,}735$ μH. O asemenea inductanță este de asemenea, realizabilă.

Pentru frecvența f_{min}, determinăm cu formulele (3.52) — (3.55) valorile $Q_e = 58{,}2$; $R_{0e} = 33{,}6 \cdot 10^3\ \Omega$; $A_0 = 3{,}47$; $Q_B = 8{,}77$ kHz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) sînt date în tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

f[kHz]	510	1 120	1 655
Q_e	58,2	52,5	48,6
R_{0e}[kΩ]	33,6	66,7	90,0
A_0	3,47	6,89	9,30
B[kHz]	8,77	21,3	34,0

Din tabel se vede că amplificarea obținută este cu totul acceptabilă; nu este bine însă, ca ea să depindă foarte mult de frecvență. Banda de trecere la frecvența minimă din gamă diferă numai cu 10% de cea minimă necesară, însă cu creșterea frecvenței, crește repede (ca și amplificarea). Acesta, de asemenea, nu este de dorit.

Pentru frecvența f_{min} cu formulele (3.57) și (3.56) găsim $\xi_{f_i} = -10{,}6$; $1/y_{\mathrm{ARF}\,f_i} = 21{,}2$ dB

Cu formula (3.55) pentru $k_{tc} = k = \sqrt{0{,}67} = 0{,}82$ și $k_{tt} = 0{,}8$ obținem $1/y_{\mathrm{ARF}\,f_i} = 19{,}6$ dB.

Pentru frecvența f_{max} cu formulele (3.59) și (3.58) avem: $\xi_{im} = 45$; $1/y_{\mathrm{ARF}_{im}} = 25{,}3$ dB.

Cu formula (3.62) pentru aceleași valori k_{tc}, k_{ct} și k_{tt}, ca mai sus, găsim $1/y_{\mathrm{ARF}_{im}} = 36{,}3$ dB.

După cum se vede, în acest caz corecția este mai însemnată.

Exemplul 2. *Date inițiale.* Circuitul de intrare este realizat conform schemei din fig. 2.4. Datele corespund exemplului analizat în § 2.21 (tabelul 2.3). Restul datelor sînt aceleași ca în exemplul 1 din paragraful de față.

Arhiva digitala SaDAng

Calculul. Alegem schema din fig. 3.9, *a* și adoptăm (ca în circuitul acordat al circuitului de intrare) $L_c = 212$ μH, $C_{T\,med} = 11$ pF.

Întrucît în circuitul de intrare $C_{supl} = 0$, iar $C'_A = 11$ pF, luăm pentru amplificator $C_{supl} = 11$ pF ± 5%.

Întrucît în circuitul de intrare $C'' + C_{11} = 3\,618$ pF, adoptăm $C_2 = 3\,600$ pF ± 5%

Alegem $\xi_r = 0{,}3$, iar pentru frecvența 510 kHz găsim, cu formulele (3.34) și (3.40), ca în exemplul 1, valoarea $M = 555$, însă $p'_{22} = 66{,}9$ (mărimea p_{11} a fost luată din tabelul 2.3) În mod analog, pentru frecvențele 1 095 și 1 655 kHz obținem $M = 1\,190$ și 1 800, $p'_{22} = 49{,}3$. și 7,1. Adoptăm $p_{22r} = 66{,}9$.

Alegem $S_B = 1{,}5$ $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ și ca în exemplul 1 obținem $p_{22S} = p_{11\,urm\,S} = 5$; $2p_{22B} = p_{11\,urm\,\Delta f} = 1{,}5$; $p_{22\Delta f} = 12{,}5$; $p_{11\,urm\,\Delta f} = 2{,}24$.

Adoptăm $p'_{22\,min} = 66{,}9$; $p'_{11\,urm\,min} = 5$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.43) găsim $p'_{11\,urm\,S} = 3{,}15$. Adoptăm $p_{22\,min} = 66{,}9$, $p_{11\,urm\,min} = 3{,}15$.

Cu formula (3.44) ca în exemplul 1, avem $Q = 63{,}8$. Cu formulele (3.45) — (3.47) calculăm $Q_e = 47{,}4$; $p_2 = 0{,}156$; $p_{1\,urm} = 6{,}3 \cdot 10^{-2}$.

Adoptăm $k_{ct} = 0{,}8$, iar cu formula (3.48) găsim $L_{ct} = 1{,}32$ μH.

Presupunînd $k_{i\,s} = 0{,}8$ cu ajutorul curbelor din fig. 2.7 determinăm $k^2 = 0{,}73$, iar cu formula (3.51), calculăm $L_{tc} = 7{,}1$ μH.

Pentru frecvența f_{min} cu formulele (3.52) — (3.55) obținem $Q_e = 57{,}6$; $R_{0\,e} = 39{,}1 \cdot 10^3\ \Omega$; $A_0 = 11{,}5$; $B = 8{,}85$ kHz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

f[kHz]	510	1 095	1 655
Q_e	57,6	51,7	47,7
R_{0e}[kΩ]	39,1	75,5	105,5
A_0	11,5	22,3	31,1
B[kHz]	8,85	21,2	35,4

Comparînd tabelele 3.2 și 3.1, se constată că banda de trecere (și deci selectivitatea amplificatorului) este practic aceeași în ambele cazuri. Dar în exemplul de față, amplificarea este de peste trei ori mai mare, ca în cel precedent. Aceasta se explică prin folosirea unui cuplaj mai strîns al circuitului acordat cu tranzistorul din etajul respectiv (de 10 ori mai mic ca $p_{22\,min}$), ceea ce a fost posibil întrucît la frecvența 1 655 kHz cuplajul acestui tranzistor cu circuitul de intrare este cu mult mai slab ca în exemplul 1(p_{11} este de 38 ori mai mare).

Nu este recomandabil să se accepte o amplificare așa de mare (v. § 3.1.1). Este de recomandat însă să se slăbească cuplajul circuitului acordat cu unul dintre tranzistoare.

Cel mai bine este să se slăbească cuplajul cel mai strîns (acela pentru care indicele de cuplaj p_{11} sau p_{22} este mai mic), întrucît aceasta va duce la un cîștig în selectivitate. Dar dacă se micșorează $p_{1\,urm}$ de 3 ori (pentru ca amplificarea să nu depășească 10), atunci inductanța L_{ct} scade de 9 ori și va deveni practic nerealizabilă. De aceea, va trebui micșorat nu p_{1urm} ci p_2, adică să se ia $p_2 = 5 \cdot 10^{-2}$. Aceasta va duce practic la rezultatele din exemplul 1.

Exemplul 3. *Date inițiale.* Circuitul de intrare este realizat după schema din fig. 2.20 și are datele din exemplul 1 din § 2.4.1 (tabelul 2.14). Tranzistorul din etajul amplificator are $y_{21} = 30$ mS (nu depinde de frecvență în limitele gamei); la frecvența 15 MHz, $g_{22} = 150$ μS, $b_{22} = 500$ μS, $y_{12} = 350$ μS (toate aceste trei valori sînt practic proporționale cu frecvența).

Tranzistorul din etajul următor lucrează în regim de conversie și are la frecvența 15 MHz, $g_{11c} = 1{,}2$ mS, $b_{11c} = 2$ mS (ambele valori sînt practic proporționale cu frecvența), $\delta g_{22} = \delta g_{11\,urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11\,urm} = 0{,}2$.

Calculul. Alegem schema fig. 3.9,*b* și luăm (ca și în circuitul de intrare) $L_c = 0{,}35$ μH, $C_{T\,emd} = 8{,}16$ pF.

Cu formula (3.36) găsim $C_{supl} < 0$. De aceea renunțăm la valoarea adoptată $C_{T\,med}$ și găsim cu formula (3.38) $C_{T\,med} = 7$ pF. Cu formula (3.37) găsim $C_{supl} = 85$ pF. Adoptăm $C_{supl} = 82$ pF $\pm$ 5%. $C_2 = 680$ pF $\pm$ 5%.

Alegem $\xi_r = 0{,}3$, iar pentru frecvența 14,8 MHz cu formulele (3.39) și (3.40) găsim $M = 118$; $p'_{22} = 10{,}5$ (valoarea p_{11} este luată din tabelul 2.14).

În mod asemănător pentru frecvențele 20,6 și 26,6 MHz obținem $M = 85$ și 65,7; $p'_{22} = 5{,}05$ și 1,83. Adoptăm $p_{2r} = 10{,}5$.

Alegem $S_B = 1{,}4$, iar cu formula (3.41) obținem $p_{22S} = p_{11\,urm\,S} = 6$.

Luăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}3$ iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 0{,}67$; $p_{22\,\Delta f} = 0{,}11$; $p_{11\,urm\,\Delta f} < 0$. Adoptăm $p'_{22\,min} = 10{,}5$; $p'_{11\,urm\,min} = 6$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$; $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.43), găsim $p'_{11\,urm\,S} = 4{,}05$. Adoptăm $p_{22\,min} = 10{,}5$, $p_{11\,urm\,min} = 4{,}05$.

Luăm $Q = Q_{max} = 140$. Cu formulele (3.45) — (3.47) determinăm $Q_e = 100$; $p_2 = 0{,}236$; $p_{1\,urm} = 0{,}126$.

Adoptăm $k_{ct} = 0{,}4$ iar cu formula (3.48) găsim $L_{ct} = 0{,}035$ μH. A realiza o inductanță așa de mică este greu. De aceea luăm $L_{ct} = 0{,}08$ μH, iar cu formula (3.49) obținem $k_{ct} = 0{,}264$.

Verificăm dacă sînt îndeplinite inegalitățile (3.50). La frecvența 26,6 MHz, $2\pi f_0 L_{ct} = 13{,}4\ \Omega$; $1/3\ g_{11\,urm} = 157\ \Omega$; $1/5\ |b_{11\,urm}| = 56{,}4\ \Omega$.

Întrucît ambele inegalități sînt îndeplinite, ne oprim asupra valorilor alese L_{ct} și k_{ct}.

Presupunînd $k_{is} = 0{,}4$, cu ajutorul curbelor din fig. 2.7 găsim $k^2 = 0{,}45$, iar cu formula (3.51) $L_{ct} = 0{,}054$ μH.

Pentru frecvența f_{min} cu formulele (3.52) — (3.55) calculăm $Q_e = 125$; $R_{0e} = 4{,}06 \cdot 10^3\ \Omega$; $A_0 = 3{,}62$; $B = 0{,}118 \cdot 10^6$ Hz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

f[MHz]	14,8	20,6	26,6
Q_e	125	113	100
R_{0e}[kΩ]	4,06	5,12	5,85
A_0	3,62	4,56	5,21
B[kHz]	118	182	266

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (3.57) și (3.56) găsim $\xi_{f_i} = -3{,}980$; $1/y_{\mathrm{ARF}\,f_i} = 132$ dB. Cu formula (3.61) pentru $k_{tc} = k = \sqrt{0{,}45} = 0{,}67$ și $k_{t\,t} = 0{,}1$, avem $1/y_{\mathrm{ARF}\,f_i} = 77$ dB. După cum se vede în acest caz, corecția este foarte mare.

Pentru frecvența f_{max}, cu formulele (3.59) și (3.58) găsim: $\xi_{im} = 6{,}7$; $1/y_{\mathrm{ARF}\,im} = 16{,}1$ dB. Cu formula (3.62), pentru aceleași valori k_{tc} și $k_{t\,t}$ ca și mai sus, se obține practic aceeași valoare $1/y_{\mathrm{ARF}\,im}$.

3.2.2. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul amplificator și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul din etajul următor

Schema amplificatorului ce se va calcula este prezentată în două variante în fig. 3.10.

Variantele diferă una de alta prin locul de conectare al condensatorului C'''.

Arhiva digitala SaDAng

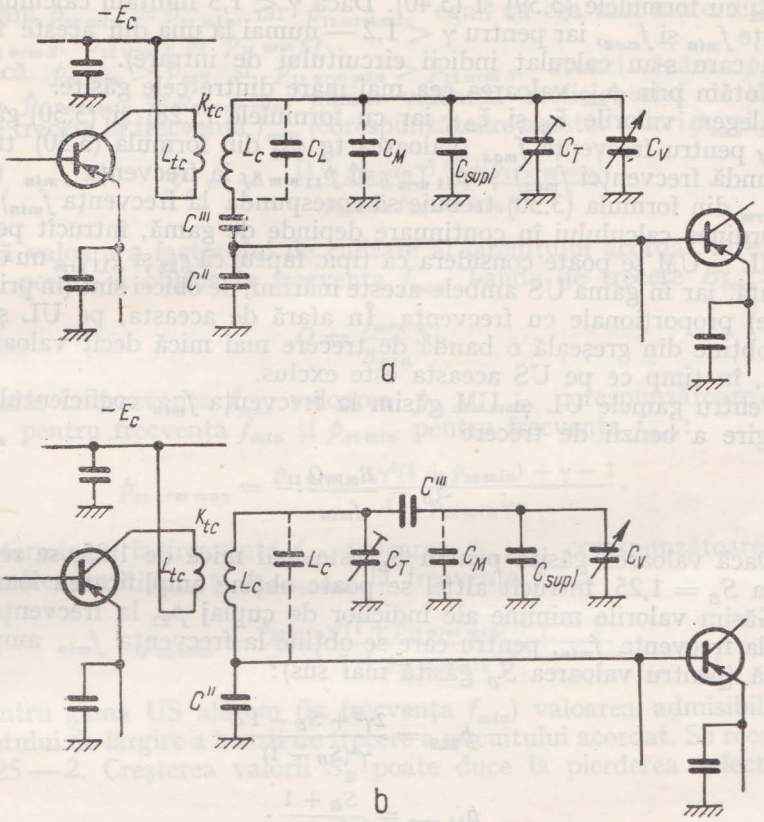


Fig. 3.10. Scheme ale amplificatorului de RF la care circuitul acordat este cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul respectiv și prin cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul etajului următor:
a — cu condensatorul C''' „în stînga" bobinei; *b* — cu condensatorul C''' „în dreapta„ bobinei.

Ambele variante presupun că circuitul de intrare este realizat după schema care conține în serie o capacitate de extensie ($C_2 \neq \infty$). Varianta *a* corespunde circuitelor de intrare din fig. 2.4; 2.5, 2.6 și 2.16, precum și circuitelor din fig. 2.20, 2.21 și 2.22 în care condensatorul C''' ($C''' = \infty$) lipsește. Varianta *b* corespunde circuitelor de intrare din fig. 2.20; 2.21 și 2.22 care conțin condensatorul C''' ($C''' \neq \infty$).

Ordinea calculului este următoarea. Adoptăm pentru L_c și pentru Q aceleași valori ca la circuitul acordat de la circuitul de intrare.

Adoptăm valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_r (se recomandă $\xi_r = 0{,}2 - 0{,}4$) și pentru trei frecvențe din gamă f_{min}, f_{med} (aceeași frecvență de la calculul circuitului de intrare), f_{max}, găsim valorile

M și p'_{22} cu formulele (3.39) și (3.40). Dacă $\gamma < 1{,}5$ limităm calculul la două frecvențe f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$ — numai la una din aceste frecvențe (pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare).

Notăm prin p_{22r} valoarea cea mai mare dintre cele găsite.

Alegem valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim p_{22B} și $p_{22\Delta f}$ pentru frecvența f_{max} (valoarea tg φ_{22} din formula (3.30) trebuie să corespundă frecvenței f_{max}) și $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$ la frecvența f_{min} (valoarea tg $\varphi_{11\,urm}$ din formula (3.30) trebuie să corespundă la frecvența f_{min}).

Ordinea calculului în continuare depinde de gamă, întrucît pentru gamele UL și UM se poate considera ca tipic faptul că g_{22} și $g_{11\,urm}$ nu depind de frecvență, iar in gama US ambele aceste mărimi, de obicei sînt (în prima aproximație) proporționale cu frecvența. În afară de aceasta, pe UL și UM se poate obține din greșeală o bandă de trecere mai mică decît valoarea B_{min} admisă, în timp ce pe US aceasta este exclus.

Pentru gamele UL și UM găsim la frecvența f_{min} coeficientul necesar de lărgire a benzii de trecere

$$S_B = \frac{B_{min} Q}{f_{min}}. \tag{3.66}$$

Dacă valoarea găsită pentru S_B este mai mică de 1,25, se recomandă să se ia $S_B = 1{,}25$, întrucît altfel se poate obține amplificarea foarte mică.

Găsim valorile minime ale indicilor de cuplaj p_{22} la frecvența f_{max} și $p_{11\,urm}$ la frecvența f_{min}, pentru care se obține la frecvența f_{min} amplificarea maximă (pentru valoarea S_B găsită mai sus):

$$p_{22S} = \frac{2\gamma^2 + S_B - 1}{\gamma^4 (S_B - 1)} \tag{3.67}$$

$$p_{11\,urm} = \frac{S_B + 1}{S_B - 1}. \tag{3.68}$$

Notăm prin $p'_{22\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: p_{22r}, p_{22S}, p_{22B} și $p_{22\Delta f}$.

Notăm prin $p'_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: $p_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} = p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim:

$$p'_{22} = \frac{S_B + (1 + p'_{11\,urm\,min})\gamma^3}{\gamma^4 [p'_{11\,urm\,min}(S_B - 1) - 1]}. \tag{3.69}$$

Adoptăm: $p_{22\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile p_{22r}, p'_{22S}, p_{22B} și $p_{22\Delta f}$; $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci calculăm:

$$p'_{11\,urm\,S} = \frac{S_B + (1 + p'_{22\,min}\gamma)\gamma^3}{\gamma^4 p'_{22\,min}(S_B - 1) - \gamma^3}. \tag{3.70}$$

Arhiva digitala SaDAng

Luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, iar $p_{11\,urm\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile $p'_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$, găsim valoarea coeficientului de lărgire a benzii de trecere la frecvența f_{min} (corespunzătoare acestor valori p_{22} și $p_{11\,urm}$):

$$S'_B = \gamma^3 \cdot \frac{(1 + p_{22\,min}\gamma)(1 + p_{11\,urm\,min})}{p_{22\,min}\, p_{11\,urm\,min}\,\gamma^4 - 1} \tag{3.71}$$

și o nouă valoare a factorului de calitate al circuitului acordat care trebuie asigurat, pentru a obține la frecvența f_{min}, banda de trecere B_{min}:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{min}} S'_B. \tag{3.72}$$

Găsim la frecvența f_{max} valoarea $p_{11\,urm\,max}$, corespunzătoare valorii $p_{11\,urm\,min}$ pentru frecvența f_{min} și $p_{22\,min}$ pentru frecvența f_{max}:

$$p_{11\,urm\,max} = \frac{p_{11\,urm\,min}\gamma^4(1 + p_{22\,min}) + \gamma - 1}{1 + p_{22\,min}\gamma}. \tag{3.73}$$

Determinăm la frecvența f_{min} valoarea $p_{22\,max}$, corespunzătoare valorii $p_{22\,min}$ la frecvența f_{max} și $p_{11\,urm\,min}$ la frecvența f_{min}:

$$p_{22\,max} = \frac{p_{22\,min}\gamma^4(1 + p_{11\,urm\,min}) + \gamma^3 - 1}{1 + p_{11\,urm\,min}\,\gamma^3}. \tag{3.74}$$

Pentru gama US alegem (la frecvența f_{min}) valoarea admisibilă S_B a coeficientului de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat. Se recomandă $S_B = 1{,}25 - 2$. Creșterea valorii S_B poate duce la pierderea selectivității. Găsim:

$$p_{22S} = \frac{2\gamma^2 + S_B - 1}{\gamma^4(S_B - 1)} \tag{3.75}$$

și $p_{11\,urm\,S}$ cu formula (3.68).

Notăm prin $p'_{22\,min}$ cea mai mare dintre valorile: p_{22r}, p_{22S}, p_{22B} și $p_{22\,\Delta f}$. Notăm prin $p'_{11\,urm\,min}$ cea mai mare dintre valorile: $p_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} = p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci determinăm:

$$p'_{22S} = \frac{S_B(1 + p'_{11\,urm\,min})\gamma^2}{\gamma^4[p'_{11\,urm\,min}(S_B - 1) - 1]}. \tag{3.76}$$

Adoptăm: $p_{22\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile: p_{22r}, p'_{22S}, p_{22B} și $p_{22\,\Delta f}$; $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim:

$$p'_{11\,urm\,S} = \frac{S_B + (1 + p'_{22\,min}\gamma^2)\gamma^2}{\gamma^4 p'_{22\,min}(S_B - 1) - \gamma^2}. \tag{3.77}$$

Luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, iar $p_{11\,urm\,min}$ egal cu cea mai mare dintre valorile $p'_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ sau $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Găsim:

$$p_{11\,urm\,max} = \frac{p_{11\,urm\,min}\gamma^4(1 + p_{22\,min}) + \gamma^2 - 1}{1 + p_{22\,min}\gamma^2} \tag{3.78}$$

$$p_{22\,max} = \frac{p_{22\,min}\gamma^4(1 + p_{11\,urm\,min}) + \gamma^2 - 1}{1 + p_{11\,urm\,min}\gamma^2}. \tag{3.79}$$

Ordinea de calcul în continuare, este din nou aceeași pentru toate gamele.

Calculăm factorul de calitate al circuitului echivalent la frecvențele f_{max} și f_{min}:

$$Q_{e\,max} = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{22\,min}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,max}}\right); \tag{3.80}$$

$$Q_{e\,min} = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{22\,max}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,min}}\right), \tag{3.81}$$

unde Q este factorul de calitate de gol adoptat, al circuitului acordat. Găsim coeficienții de conectare ai circuitului acordat la circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul amplificator (nu depinde de frecvență) și la circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor, la frecvența f_{min}:

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi f_{max} C_{t\,min}}{Q_{e\,max} g_{22}(1 + p_{22min})}}; \tag{3.82}$$

$$p_{1\,urm\,max} = \sqrt{\frac{2\pi f_{max} C_{t\,max}}{Q_{2\,min} g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}} \tag{3.83}$$

Valoarea g_{22}, trebuie în acest caz să corespundă frecvenței f_{max}, iar valoarea $g_{11\,urm}$, frecvenței f_{min}. Dacă etajul următor este schimbător de frecvență, atunci în locul $g_{11\,urm}$ folosim $g_{11c\,urm}$ (parametrul tranzistorului în regim de conversie). Valorile $C_{t\,min}$ și $C_{t\,max}$ se iau aceleași ca și pentru circuitul de intrare.

Găsim:

$$L_{tc} = L_c \frac{p_2^2}{k_{tc}^2}, \tag{3.84}$$

unde k_{tc} este coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{tc} și L_c. Este de dorit ca el să fie cît mai aproape de unitate.

Apoi determinăm:

$$C'_{cupl} = \frac{1}{4\pi^2 f_{min}^2 L_c p_{1\,urm\,max}}. \tag{3.85}$$

Arhiva digitala SaDAng

În varianta *a*, luăm pentru $C_{T\,med}$ și C_1 aceleași valori ca și la circuitul de intrare (se presupune că C_L și C_M au de asemenea aceleași valori în ambele circuite acordate) și găsim:

$$C_{supl} = C_1 - C_{T\,med} \tag{3.86}$$

și adoptăm valoarea cea mai apropiată de cea găsită. Dacă valoarea C'_{cupl} găsită cu formula (3.86) depășește valoarea C_2 găsită la calculul circuitului de intrare, calculăm C'' cu formula (2.292), unde:

$$C_{11} = \frac{b_{11\,urm}}{2\pi f_{min}}, \tag{3.87}$$

iar valoarea $b_{11\,urm}$ corespunde frecvenței f_{min}. Alegem din GOST ($\pm 5\%$) valoarea cea mai apropiată de cea găsită pentru C'' și determinăm C_{cupl} cu formula (2.293). Apoi găsim:

$$C''' = \frac{C_{cupl}\,C_2}{C_{cupl} - C_2} \tag{3.88}$$

și adoptăm din GOST ($\pm$ 5%) valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Dacă valoarea C'_{cupl} găsită cu formula (3.85) este egală sau mai mică decît C_2, luăm $C'_{cupl} = C_2$ și găsim C'' cum s-a arătat mai sus. În acest caz, $C''' = \infty$ (acest condensator se elimină din schemă).

În varianta *b* (cazul $C'_{cupl} < C_2$ este practic exclus, în această variantă), găsim C'' și C_{cupl} așa cum s-a arătat mai sus; luăm pentru $C_{T\,med}$ aceeași valoare ca și în circuitul acordat al circuitului de intrare și determinăm:

$$C_{supl\,1} = (C_3 - C_L)\frac{C_{cupl}}{C_{cupl} + C_L - C_2 - C_3} - C_{T\,med}, \tag{3.89}$$

unde C_2 și C_3 au aceleași valori ca și calculul circuitului de intrare.

Adoptăm valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Dacă se obține $C_{supl\,1} < 0$, atunci luăm $C_{supl\,1} = 0$ și:

$$C_{T\,med} = (C_3 - C_L)\frac{C_{cupl}}{C_{cupl} + C_L - C_2 - C_3}. \tag{3.90}$$

Se poate lua $C_{supe\,1} = 0$ și găsim $C_{T\,med}$ cu formula (3.90), chiar și în cazul în care formula (3.89) duce la rezultatul $C_{supl\,1} > 0$; o asemenea modificare a schemei depinde de valoarea capacității $C_{T\,med}$ ce se obține în acest caz (dacă nu este prea mare).

Găsim C''' și C_{supl} cu formulele (2.295) și (2.296). Alegem pentru aceste capacități valorile C_{supl} cele mai apropiate de cele găsite din GOST ($\pm$ 5%).

Pentru aceleași frecvențe, pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare determinăm:

$$p_{1\,urm} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_c C_{cupl}} \tag{3.91}$$

și Q_e, R_{0e}, A_0 și B cu formulele (3.52) — (3.55).

Dacă cel puțin una din valorile A_0 găsite, este mult mai mare de 10, atunci micșorăm puțin p_2 sau (și) $p_{1\,urm}$ și refacem calculul, începînd cu formula (3.84).

Pentru acea dintre frecvențele gamei, care este mai apropiată de frecvența intermediară, găsim:

$$\frac{1}{y_{ARF\,f_i}} = 10 \lg (1 + \xi_{f_i}^2) \text{ [dB]}, \tag{3.92}$$

unde ξ_{f_i} se determină cu formula (3.57).

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{ARF\,im}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) \tag{3.93}$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (3.59).

Curba de rezonanță (dacă este necesară) se calculează cu formula (3.64).

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale.* Circuitul de intrare este realizat ca în schema din fig. 2.4. Datele corespund exemplului analizat în § 2.2.1 (tabelul 2.3). Celelalte date inițiale sînt aceleași ca în exemplul din § 3.2.1.

Calculul. Realizăm amplificatorul conform schemei din fig. 3.10, *a*, și adoptăm (ca și la circuitul de intrare) $L_c = 212$ μH, $Q = 100$.

Adoptăm $\xi_r = 0{,}3$ iar pentru frecvențele 510, 1 095 și 1 655 kHz, găsim cu formulele (3.39) și (3.40) ca și în exemplul 2 din § 3.2.1: $M = 555$, 1 190 și 1 800 și $p'_{22} = 66{,}9$, 49,3 și 27,1. Luăm $p_{22r} = 66{,}9$.

Alegem $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim ca în exemplul 1 din § 3.2.1, $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 1{,}5$, $p_{22\,\Delta f} = 12{,}5$, $p_{11\,urm\,\Delta f} = 0$.

Cu formulele (3.66) — (3.68) determinăm $S_B = 1{,}57$; $p_{22S} = 1{,}1$; $p_{11\,urm\,S} = 4{,}51$; adoptăm $p'_{22\,min} = 66{,}9$, $p'_{11\,urm\,min} = 4.51$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.70) găsim $p'_{11\,urm\,S} = 1{,}78$. Adoptăm $p_{22\,min} = 66{,}9$, $p_{11\,urm\,min} = 1{,}78$.

Cu formulele (3.73), (3.74) și (3.80—3.83) calculăm $p_{11\,urm\,max} = 59{,}7$; $p_{22\,max} = 364$; $Q_{e\,max} = 97$; $Q_{e\,min} = 63{,}7$; $p_2 = 0{,}109$; $p_{1\,urm\,max} = 0{,}144$.

Adoptăm $k_{tc} = 0{,}8$ iar cu formula (3.84) găsim $L_{tc} = 3{,}95$ μH.

Cu formula (3.85) obținem $C'_{cupl} = 3{,}2$ nF. Luăm ca și la circuitul acordat al circuitului de intrare $C_{T\,med} = 11$ pF iar cu formula (3.86) găsim $C_{supl} = 31$ pF. Luăm $C_{supl} = 30$ pF ± 5%.

Întrucît C'_{cupl} este mai mic ca C_2 din circuitul acordat al circuitului de intrare, luăm $C'_{cupl} = C_2 = 3\,618$ pF.

Cu formulele (3.87) și (2.292) calculăm $C_{11} = 255$ pF; $C'' = 3\,363$ pF. Adotăm $C'' = 3\,300$ pF ± 5%. Cu formula (2.293) găsim $C_{cupl} = 3\,555$ pF.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (3.91) și (3.52 — 3.55) găsim $p_{1\,urm} = 0{,}129$; $Q_e = 68{,}6$; $R_{0e} = 46\,700\ \Omega$; $A_0 = 19{,}7$; $B = 7{,}44$ kHz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) sînt date în tabelul 3.4.

Tabelul 3.4

f[kHz]	510	1 095	1 655
p_{1urm}	0,129	$2{,}8 \cdot 10^3$	$1{,}23 \cdot 10^2$
Q_e	68,6	96,5	98
R_{0e}[kΩ]	46,7	141	217
A_0	19,7	12,9	8,73
B[kHz]	7,44	11,35	16,9

Arhiva digitala SaDAng

Din tabel se vede că la frecvența minimă din gamă banda de trecere este mai mică cu 7% față de B_{min} necesară; aceasta se datorește faptului că a trebuit să se ia valoarea C'_{cupl} ceva mai mare decît cea calculată cu formula (3.85). În restul gamei, banda de trecere este mai mare ca B_{min}. Un astfel de rezultat se poate considera satisfăcător. Amplificarea însă, este prea mare, din care cauză trebuie micșorat cuplajul dintre circuitul acordat și tranzistoare.

Micșorarea cuplajului cu intrarea tranzistorului din etajul următor, va duce la o îngustare inadmisibilă a benzii de trecere la începutul gamei și din această cauză soluția nu este acceptabilă; în schimb, micșorarea cuplajului cu tranzistorul din etajul amplificator nu va influența practic asupra valorilor Q_r, R_{0e} și B, întrucît acest cuplaj și așa este slab ($p_{22min} = 66{,}9$). Dacă se ia $p_2 = 0{,}06$ formula (3.84) va da $L_{tc} = 1{,}19$ μH, iar A_0 (în locul valorilor cuprinse în tabela 3.4) va deveni egal cu 10,8 respectiv 7,1 și 4,8. Aceste valori pot fi considerate satisfăcătoare.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (3.57) și (3.92) găsim $\xi_{fi} = -12{,}6$; $1/y_{ARF\,fi} = 22{,}0$ dB;

Pentru frecvența f_{miw} cu formulele (3.59) și (3.93) găsim $\xi_{fi} = 90{,}2$; $1/y_{ARF\,fi} = 39{,}1$ dB.

Exemplul 2. *Date inițiale.* Aceleași ca în exemplul 3 din § 3.2.1.

Calculul. Luăm (ca în circuitul de intrare) $L_c = 0{,}35$ μH, $Q = 140$. Alegem $\xi_r = 0{,}3$, iar pentru frecvențele 14,8, 20,6 și 26,6 MHz cu formulele (3.39) și (3.40) găsim, ca în exemplul din § 3.2.1; $M = 118{,}85$ și 65,7 și $p'_{22} = 10{,}5$; 5,05 și 1,83. Adoptăm $p_{22r} = 10{,}5$.

Adoptăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}3$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) determinăm ca în exemplul 3 din § 3.2.1, $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 0{,}67$; $p_{22\,\Delta f} = 0{,}11$; $p_{11\,urm\,\Delta f} < 0$.

Stabilim $S_B = 1{,}4$ și cu formulele (3.75) și (3.68) găsim $p_{22S} = 1{,}64$; $p_{11\,urm\,S} = 6$ (ca în exemplul 3 din § 3.2.1). Adoptăm $p'_{22\,min} = 10{,}5$; $p'_{11\,urm\,min} = 6$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$; $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.77) calculăm $p'_{11\,urm\,S} = 2{,}75$. Adoptăm $p_{22\,min} = 10{,}5$; $p_{11\,urm\,min} = 2{,}75$.

Cu formulele (3.78) — (3.85) pentru $k_{tc} = 0{,}4$, avem $p_{11\,urm\,max} = 9{,}56$; $p_{22\,max} = 41{,}9$; $Q_{e\,max} = 115$; $Q_{e\,min} = 100$; $p_2 = 0{,}22$; $p_{1\,urm\,max} = 0{,}264$; $L_{tc} = 0{,}106$ μH (inductanță ușor de realizat); $C'_{cupl} = 1\,250$ pF.

Întrucît în circuitul de intrare $C'' \neq \infty$, adoptăm schema din fig. 3.10, *b*.

Cu formulele (3.87) și (2.292), determinăm $C_{11} = 21{,}2$ pF; $C'' = 1\,228{,}8$ pF. Luăm $C'' = 1\,200$ pF ± 5%. Cu formula (2.293) obținem $C_{cupl} = 1\,221{,}2$ pF. Luăm ca în circuitul acordat din circuitul de intrare $C_{T\,med} = 8{,}16$ pF.

În acest caz, cu formula (3.89) găsim $C_{supl\,1} = 8{,}5$ pF. Luăm $C_{supl} = 8{,}2$ pF ± 5%.

Cu formulele (2.295) și (2.296) găsim $C''' = 1\,660$ pF; $C_{supi} = 85{,}5$ pF. Adoptăm $C''' = 1\,600$ pF ± 5%, $C_{supl} = 82$ pF ± 5%.

Pentru frecvența f_{min} calculăm cu formulele (3.91) și (3.52) — (3.55) valorile: $p_{1\,urm} = 0{,}27$; $Q_e = 98{,}4$; $R_{0e} = 3\,200\ \Omega$; $A_0 = 5{,}7$; $B = 0{,}15$ MHz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru alte două frecvențe) se găsesc în tabelul 3.5.

Tabelul 3.5

f[MHz]	14,8	20,6	26,6
p_{1urm}	0,27	0,14	0,083
Q_e	98,4	111	114
R_{0e} [kΩ]	3,20	5,03	6,67
A_0	5,70	4,65	3,66
B[kHz]	150	185	233

Comparînd tabelele 3.5 și 3.3 se constată că ambele amplificatoare asigură în medie aceeași amplificare, diferența constînd numai în legea de variație a amplificării în funcție de frecvență. Întrucît coeficientul de transfer al circuitului de intrare crește întrucîtva cu frecvența, amplificatorul cu cuplaj capacitiv interior cu tranzistorul din etajul următor, reprezintă o variantă mai bună; în acest caz, produsul $K_{in\,0} A_0$ rămîne în întreaga gamă aproape constant.

Pentru frecvența f_{min} găsim cu formulele (3.57) și (3.92); $\xi_{f_i} = 3\,130$; $1/y_{ARF_{f_i}} = 70$ dB.

Pentru frecvența f_{max} cu formulele (3.59) și (3.93) determinăm: $\xi_{im} = 7{,}63$; $1/y_{ARF_{im}} = 17{,}7$ dB.

3.2.3. Amplificator rezonant cu circuitul acordat cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul amplificator și prin cuplaj combinat cu tranzistorul din etajul următor

Schema aplificatorului, ce se va calcula, este prezentată în fig. 3.11. Se presupune că circuitul de intrare este realizat după una din schemele din fig. 2.4, 2.5, 2.6, 2.16 sau fig. 2.20, 2.21, 2.22 fără condensatorul C''' (utilizarea cuplajului combinat cu tranzistorul etajului următor, are sens numai pe gamele neextinse).

Ordinea calculului este următoarea:

Luăm pentru L_c, Q și $C_{T\,med}$ aceleași valori ca în circuitul acordat al circuitului de intrare.

Găsim $C_{supl\,1}$ cu formula (3.86), unde C_1 are aceeași valoare ca la calculul circuitului de intrare și alegem din GOST ($\pm 5\%$) valoarea cea mai apropiată de aceea găsită.

Adoptăm valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_r (se recomandă $\xi_r = 0{,}2 - 0{,}4$) și pentru trei frecvențe din gamă f_{min}, f_{med} (aceeași frecvență ca și la calculul circuitului de intrare) și f_{max} determinăm valoarea M cu ajutorul formulei (3.39) și

$$p'_{22} = \left(\frac{1}{1 + p_{11}} - 1\right) \frac{f_0}{f'_{med}} \tag{3.94}$$

unde p_{11} este indicele de cuplaj obținut pentru frecvența respectivă la calculul circuitului de intrare;

$$f'_{med} = \sqrt{f_{min} f_{max}}. \tag{3.95}$$

Notăm prin p_{22} cea mai mare dintre valorile p'_{22} găsite.

Pentru gamele UL și UM, găsim coeficientul necesar de lărgire a benzii de trecere S_B la frecvența f_{min}, cu formula (3.66).

Dacă valoarea S_B găsită este mai mică de 1,25, se recomandă să se ia $S_B = 1{,}25$ întrucît altfel amplificarea se va obține foarte mică.

Determinăm coeficientul de lărgire a benzii de trecere la frecvența f'_{med} corespunzător lui S_B:

$$S'_B = \frac{4\sqrt{\gamma}\,(S_B - 1)}{\gamma^2 + 3} + 1. \tag{3.96}$$

Arhiva digitala SaDAng

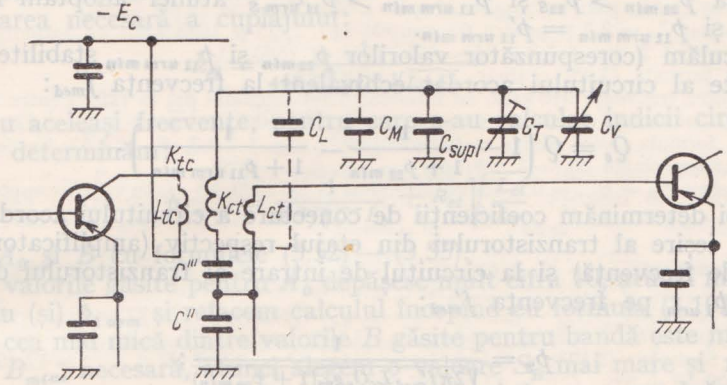


Fig. 3.11. Schema amplificatorului de RF la care circuitul acordat este cuplat prin transformator cu tranzistorul din etajul respectiv, și prin cuplaj combinat cu tranzistorul etajului următor.

Pentru gama US adoptăm valoarea admisibilă S_B (se recomandă $S = 1{,}25-2$). Micșorarea valorii S_B poate duce la o scădere nedorită a amplificării, iar creșterea valorii S_B — la înrăutățirea selectivității.

Determinăm:

$$S'_B = \frac{4\gamma(S_B - 1)}{\gamma^2 + 3} + 1. \tag{3.97}$$

Independent de gamă, găsim la frecvența f'_{med} valorile minime ale indicilor de cuplaj pentru care (cu o valoare S_B aleasă) se asigură amplificarea maximă a etajului pe această frecvență:

$$p_{22S} = p_{11\,urm\,S} = \frac{S'_B + 1}{S'_B - 1}. \tag{3.98}$$

Alegem valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$ iar cu formulele (3.28) și (3.30) calculăm la frecvența f'_{med}: p_{22B}: $p_{11\,urm\,B}$; $p_{22\,\Delta f}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$ (valorile tg φ_{22} și tg $\varphi_{11\,urm}$ din formula (3.30) trebuie să corespundă la frecvența f'_{med}).

Notăm prin $p'_{22\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: p_{22r}, p_{22S}, p_{22B} și $p_{22\Delta f}$.

Notăm prin $p'_{11\,urm\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: $p_{11\,urm\,S}$; $p_{11\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} = p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, găsim p'_{22S} cu formula (3.42), înlocuind în ea S_B cu S'_B. Adoptăm valoarea $p_{22\,min}$ egală cu cea mai mare dintre valorile p_{22r}, p'_{22S}, p_{22B} și $p_{22\,\Delta f}$; $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$ atunci determinăm $p'_{11\,urm\,S}$ cu formula (3.43) punînd în ea S'_B în loc de S_B. Adoptăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, iar $p_{11\,urm\,min}$ — egal cu cea mai mare dintre valorile: $p'_{11\,urm\,S}$; $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$ atunci adoptăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$ și $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Calculăm (corespunzător valorilor $p_{22\,min}$ și $p_{11\,urm\,min}$ stabilite) factorul de calitate al circuitului acordat echivalent la frecvența f'_{med}:

$$Q_e = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{22\,min}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,min}}\right). \tag{3.99}$$

Apoi determinăm coeficienții de conectare a circuitului acordat la circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul respectiv (amplificator) p_2 (nu depinde de frecvență) și la circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor $p_{1\,urm}$ pe frecvența f'_{med}:

$$p_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi f'_{med} L_c Q_e g_{22}(1 + p_{22\,min})}}; \tag{3.100}$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22}(1 + p_{22\,min})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}}. \tag{3.101}$$

Valorile g_{22} și $g_{11\,urm}$ trebuie în acest caz să corespundă frecvenței f'_{med}.

Dacă etajul următor este schimbător de frecvență, atunci în locul $g_{11\,urm}$ folosim $g_{11c\,urm}$ (parametrul tranzistorului în regim de conversie).

Găsim:

$$L_{tc} = L_c \frac{p_2^2}{k_{tc}^2} \tag{3.102}$$

unde k_{tc} este coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{tc} și L_c; este de dorit ca acesta să fie cît mai apropiat de unitate.

Apoi determinăm:

$$C'' = \frac{1}{2\pi^2 f'^2_{med} L_c p_{1\,urm}} \tag{3.103}$$

și

$$C''' = \frac{C'' C_2}{C'' - C_2}, \tag{3.104}$$

unde C_2 are aceeași valoare ca în calculul circuitului de intrare.

Adoptăm pentru C'' și C''' din GOST ($\pm 5\%$) valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Dacă $C'' < C_2$, adoptăm $C''' = \infty$ (eliminăm acest condensator din schemă), $C'' = C_2$. Apoi calculăm inductanța:

$$L_{ct} = \frac{1}{(4\pi^2 f'^2_{med} C'' k_{ct})^2 L_c}, \tag{3.105}$$

unde k_{ct} este coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{ct} și L_c. Este de dorit cu valoarea k_{ct} să fie cît mai apropiată de unitate. Dar dacă aceasta

Arhiva digitala SaDAng

duce la o bobină L_{ct} atît de mică, încît nu poate fi realizată constructiv atunci adoptăm valoarea minimă posibil a fi realizată constructiv L_{ct} și găsim valoarea necesară a cuplajului:

$$k_{ct} = \frac{1}{4\pi^2 f'^2_{med} C'' \sqrt{L_{ct} L_c}}. \tag{3.106}$$

Pentru aceleași frecvențe, pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare, determinăm:

$$p_{1\,urm} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C'' L_c} + k_{ct} \sqrt{\frac{L_{ct}}{L_c}} \tag{3.107}$$

și Q_e, R_{ce} A_0 și B cu formulele (3.52) — (3.55).

Dăcă valorile găsite pentru A_0 depășesc mult cifra 10, atunci micșorăm puțin p_2 sau (și) $p_{1\,urm}$ și refacem calculul începînd cu formula (3.102).

Dacă cea mai mică dintre valorile B găsite pentru bandă este mult mai mică decît B_{min}, necesară, atunci alegem o valoare S_B mai mare și refacem calculul, începînd cu determinarea valorilor p_{22S} și $p_{11\,urm\,S}$, sau luăm o valoare mai mică pentru Q și refacem calculul, începînd cu formula (3.99).

Pentru aceea dintre frecvențele gamei, care este mai apropiată de frecvența intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{ARF\,f_i}} = 10 \lg(1 + \xi_{f_i}^2) - 20 \lg \frac{\frac{1}{2\pi f_i C''} + 2\pi f_i k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}}{\frac{1}{2\pi f_0 C''} + 2\pi f_0 k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}} \tag{3.108}$$

unde ξ_{f_i} se determină cu formula (3.57).

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{ARF\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2) - 20 \lg \frac{\frac{1}{2\pi f_{im} C''} + 2\pi f_{im} k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}}{\frac{1}{2\pi f_{max} C''} + 2\pi f_{max} k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}} \text{ [db]} \tag{3.109}$$

unde ξ_{im} se determină cu formula (3.59).

Formulele (3.108) și (3.109) nu iau în considerare cuplajul direct dintre bobinele L_{tc} și L_{ct}. Pentru a lua în considerare acest cuplaj, trebuie înmulțiți termenii $2\pi f_i k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}$ și $2\pi f_{im} k_{ct} \sqrt{L_{ct} L_c}$ de la numărătorii fracțiilor cu factorii suplimentari

$$1 - \frac{k_{tt}}{k_{tc} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_i^2}\right)$$

și respectiv

$$1 - \frac{k_{tt}}{k_{tc} k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_{im}^2}\right),$$

unde k_{tt} este coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{tc} și L_{ct}.

Curba de rezonanță (dacă este necesară) se calculează cu formula (3.64).

Exemplu. *Date inițiale,* aceleași din exemplul 1 din § 3.2.2.

Calculul. Luăm (ca și la circuitul de intrare) $L_c = 212$ μH, $Q = 100$, $C_{T\,med} = 11$ pF. Cu formula (3.86) găsim $C_{supl} = 21$ pF. Luăm $C_{supl} = 20$ pF ± 5%.

Alegem $\xi_r = 0{,}3$ și pentru frecvențele 510, 1095 și 1655 kHz, cu formula (3.39) găsim ca în exemplul 2 din § 3.2.1 $M = 555$, 1190 și 1800.

Cu formula (3.95) obținem $f'_{med} = 919$ kHz.

Pentru frecvența 510 kHz, cu formula (3.94) calculăm $p'_{22} = 120$. Pentru celelalte două frecvențe, cu aceeași formulă găsim $p'_{22} = 91{,}4$ și 50,7. Adoptăm $p_{22r} = 120$.

Cu formula (3.66) găsim ca în exemplul 1 din § 2.3.2, $S_B = 1{,}57$. Cu formulele (3.96) și (3.98) determinăm $S'_B = 1{,}304$; $p_{22\,S} = p_{11\,urm\,S} = 7{,}59$.

Alegem $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$, iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim ca în exemplul 1 din § 2.31. $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 1{,}5$; $p_{22\,\Delta f} = 7{,}68$; $p_{11\,urm\,\Delta f} = 0{,}81$. Adoptăm $p'_{22\,min} = 120$; $p'_{11\,urm\,min} = 7{,}59$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$; $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, găsim cu formula (3.43) $p'_{11\,urm\,S} = 5{,}72$. Adoptăm $p_{22\,min} = 120$; $p_{11\,urm\,min} = 5{,}72$.

Cu formulele (3.99) — (3.101) obținem $Q_e = 74{,}8$; $p_2 = 0{,}122$, $p_{1\,urm} = 6{,}32 \cdot 10^{-2}$.

Adoptăm $k_{tc} = 0{,}8$ iar cu formula (3.102) găsim $L_{tc} = 4{,}94$ μH.

Cu formulele (3.103) și (3.104) determinăm $C'' = 4\,500$ pF și $C''' = 12\,400$ pF. Luăm $C'' = 4\,300$ pF ± 5%, $C''' = 12\,000$ pF ± 5%.

Adoptăm $k_{ct} = 0{,}8$ și cu formula (3.105) găsim $L_{ct} = 0{,}36$ μH.

Pentru frecvența 510 kHz calculăm cu formulele (3.107) și (3.52) — (3.55) valorile $p_{1\,urm} = 0{,}14$; $Q_e = 65{,}3$; $R_{0e} = 44\,400$ ohmi; $A_0 = 22{,}8$; $B = 7{,}8$ kHz.

Rezultatele calculelor (inclusiv pentru celelalte două frecvențe) se găsesc în tabelul 3.6.

Tabelul 3.6

f[kHz]	510	1 095	1 655
p_1	0,14	$5{,}61 \cdot 10^3$	$4{,}31 \cdot 10^{-2}$
Q_e	65,3	84,5	85,8
R_{0e}[kΩ]	44,4	123	190
A_0	22,8	25,3	30,0
B[kHz]	7,8	13,0	19,3

Din tabelul 3.6 se vede că amplificarea variază puțin în interiorul gamei; o oarecare creștere a ei odată cu mărirea frecvenței se datorește creșterii factorului de calitate. Prin mici variații ale L_{ct} (pentru aceeași parametri ai tuturor celorlalte elemente din schemă) se poate asigura o și mai mare uniformitate a amplificării în gamă (dacă se micșorează puțin L_{ct}) sau să se obțină o oarecare micșorare a ei cu frecvența (dacă se micșorează ceva mai mult L_{ct}) sau din contra, o creștere mai mare (dacă se mărește L_{ct}).

Luată în valoare absolută, amplificarea este inadmisibil de mare. De aceea trebuie slăbite cuplajele. Dacă se ia $p_2 = 0{,}05$ vom obține o amplificare de 10.

Banda de trecere la începutul gamei este cu 2,5% mai mică decît valoarea impusă B_{min}; o asemenea diferență este întrutotul admisibilă.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (3.57) și (3.108) găsim $\xi_{f_i} = -11{,}95$; $1/y_{\mathrm{RAF}\,f_i} = 21{,}2$ dB.

Pentru frecvența f_{max}, cu formulele (3.59) și (3.109) obținem $\xi_{im} = 79$; $1/y_{\mathrm{RAF}\,im} = 35{,}5$ dB.

3.2.4. Amplificator aperiodic cu rezistență

Schema amplificatorului care se calculează, este prezentată în fig. 3.12. Ordinea calculului este următoarea.

Se dă valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_r (se recomandă $\xi_r = 0{,}2 — 0{,}4$) și pentru trei puncte din gamă f_{min}, f_{med} (aceeași

Arhiva digitala SaDAng

frecvență ca și la calculul circuitului de intrare), f_{max}, găsim M cu formula (3.39) și

$$p_{22r} = \frac{1}{1 + p_{11}} - 1; \tag{3.110}$$

$$R_c = \frac{1}{g_{22} p_{22r}}, \tag{3.111}$$

unde y_{21}, y_{12}, g_{11}, g_{22} sînt parametrii tranzistorului la frecvența respectivă; p_{11} — valoarea obținută pentru această frecvență la calculul circuitului de intrare.

Pentru $\gamma < 1{,}5$ ne limităm cu calculul la două frecvențe f_{min} și f_{max} iar pentru $\gamma < 1{,}2$ — la una din aceste frecvențe (acea pentru care s-au calculat indicii circuitului de intrare).

Găsim R_c, necesară pentru obținerea amplificării $A_0 = 5 - 10$:

$$R_c = \frac{5 - 10}{y_{21}}. \tag{3.112}$$

Alegem variația relativă admisibilă $\xi_{\Delta c}$ a amplificării etajului datorită dispersiei pe care o poate avea $g_{11\,urm}$ față de valoarea nominală (se recomandă $\xi_{\Delta c} = 0{,}1 - 0{,}3$) și găsim:

$$p_{11\,urm\,min} = \frac{1}{\xi_{\Delta c}} \delta g_{11\,urm} - 1, \tag{3.113}$$

unde $\delta g_{11\,urm}$ este modulul variației relative maxime posibile a mărimii $g_{11\,urm}$.

Pentru frecvența f_{max} determinăm valoarea R_c, necesară pentru asigurării mărimii $p_{11\,urm\,min}$:

$$R_c = \frac{1}{p_{11\,urm\,min}\, g_{11\,urm}}, \tag{3.114}$$

unde $g_{11\,urm}$ trebuie să corespundă la frecvența f_{max}.

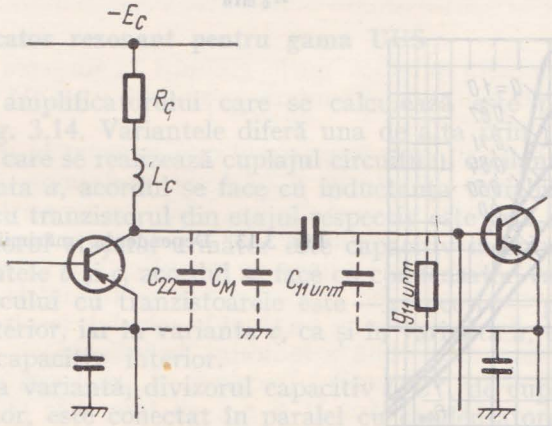


Fig. 3.12. Schema amplificatorului aperiodic

Adoptăm pentru R_c după GOST ($\pm 5\%$) valoarea cea mai apropiată de cea mai mică dintre toate valorile găsite mai sus.

Găsim:

$$C_{22} = \frac{b_{22}}{2\pi f_{max}} \tag{3.115}$$

$$C_{11\,urm} = \frac{b_{11\,urm}}{2\pi f_{max}}, \tag{3.116}$$

unde b_{22} și $b_{11\,urm}$ corespund frecvenței f_{max},

$$C = C_{22} + C_{11\,urm} + C_M; \tag{3.117}$$

frecvența limită

$$f_{lim} = \frac{1 + g_{11\,urm} R_c}{2\pi C R_c}. \tag{3.118}$$

Dacă $g_{11\,urm}$ depinde mult de frecvență, atunci în formula (3.118) trebuie introdusă valoarea $g_{11\,urm}$, corespunzătoare la f_{max}.

Cu ajutorul curbei din fig. 3.13 cu $Q = 0$, găsim valorile a_{max} și a_{min}, corespunzătoare frecvențelor f_{min} și f_{max}, după care calculăm:

$$A_{0\,max} = y_{21} \frac{R_c}{1 + g_{11\,urm} R_c} a_{max} \tag{3.119}$$

$$A_{0\,min} = y_{21} \frac{R_c}{1 + g_{11\,urm} R_c} a_{min} \tag{3.120}$$

și neuniformitatea amplificării

$$N_c = \frac{A_{0\,max}}{A_{0\,min}}. \tag{3.121}$$

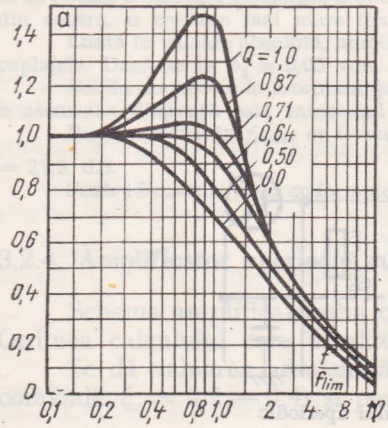


Fig. 3.13. Dependența mărimii a de frecvență.

Arhiva digitala SaDAng

Valorile $g_{11\,urm}$ din formulele (3.119) și (3.120) trebuie să corespundă la frecvențele f_{min} și f_{max}.

Dacă neuniformitatea amplificării găsită în bandă ne convine, luăm $L_c = 0$.

Dacă această neuniformitate este inadmisibil de mare, atunci din curbele fig. 3.13 găsim o anumită valoare a factorului de calitate Q, pentru care se obține o valoare acceptabilă a neuniformității N_c, după care determinăm:

$$L_c = \frac{Q^2 R_c^2 C}{(1 + g_{11\,urm} R_c)^2}. \tag{3.122}$$

Este bine ca valoarea Q să fie astfel aleasă încît neuniformitatea de transfer a circuitului de intrare, să fie compensată de neuniformitatea amplificării din etajul ARF.

Exemplu. *Date inițiale.* Aceleași ca în exemplul 1 din § 3.2.2.

Calculul. Alegem $\xi_r = 0{,}3$ și pentru frecvențele 510, 1095 și 1 655 kHz găsim cu formula (3.39) ca și în exemplul 2 din § 3.2.1, $M = 555$, 1 190 și 1 800.

Pentru frecvența 510 kHz, cu formulele (3.110) și (3.111) determinăm $p_{22} = 216$; $R_c = 772\ \Omega$. În mod analog, pentru celelalte două frecvențe găsim $p_{22} = 68{,}2$; 28,1 și $R_c = 2\,450\ \Omega$, $5\,940\ \Omega$.

Cu formula (3.112) calculăm $R_c = 333\ \Omega$.

Luăm $\xi_{\Delta c} = 0{,}2$ și cu formulele (3.113) și (3.114) găsim $p_{11\,urm\,min} = 1{,}5$; $R_c = 1\,670\ \Omega$. Adoptăm $R_c = 330\ \Omega \pm 5\%$.

Cu formulele (3.115) — (3.118) determinăm $C_{22} = 15{,}9$ pF, $C_{11\,urm} = 255$ pF; $C = 280{,}9$ pF; $f_{lim} = 1{,}94\ 10^6$ Hz.

Pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz, avem $f_{lim}/f = 0{,}262$ și 0,854. După curba din fig. 3.14 care are $Q = 0$ găsim $a_{max} = 1$, $a_{min} = 0{,}75$. Cu formulele (3.119) — (3.121) găsim $A_{0\,max} = 8{,}75$; $A_{0\,min} = 6{,}57$; $N_c = 1{,}33$.

Întrucît coeficientul de transfer al circuitului de intrare crește într-o oarecare măsură cu frecvența, o scădere mică a amplificării către extremitatea frecvențelor gamei mari este utilă și nu este necesară o corecție.

3.2.5. Amplificator rezonant pentru gama UUS

Schema amplificatorului care se calculează este prezentată, în trei variante, în fig. 3.14. Variantele diferă una de alta prin procedeul de acord și prin felul în care se realizează cuplajul circuitului oscilant cu tranzistoarele.

În varianta *a*, acordul se face cu inductanța variabilă, cuplajul circuitului oscilant cu tranzistorul din etajul respectiv este prin autotransformator, iar cu tranzistorul etajului următor este capacitiv interior.

În variantele *b* și *c*, acordul se face cu condensator variabil; în varianta *b*, cuplajul circului cu tranzistoarele este — respectiv — prin transformator și capacitiv interior, iar în varianta *c*, ca și în varianta *a*, este prin autotransformator și capacitiv interior.

În ultima variantă, divizorul capacitiv $C'C''$, de cuplaj cu tranzistorul etajului următor, este conectat în paralel cu condensatorul de acord, astfel încît capacitatea lui reprezintă numai o parte din capacitatea totală a cir-

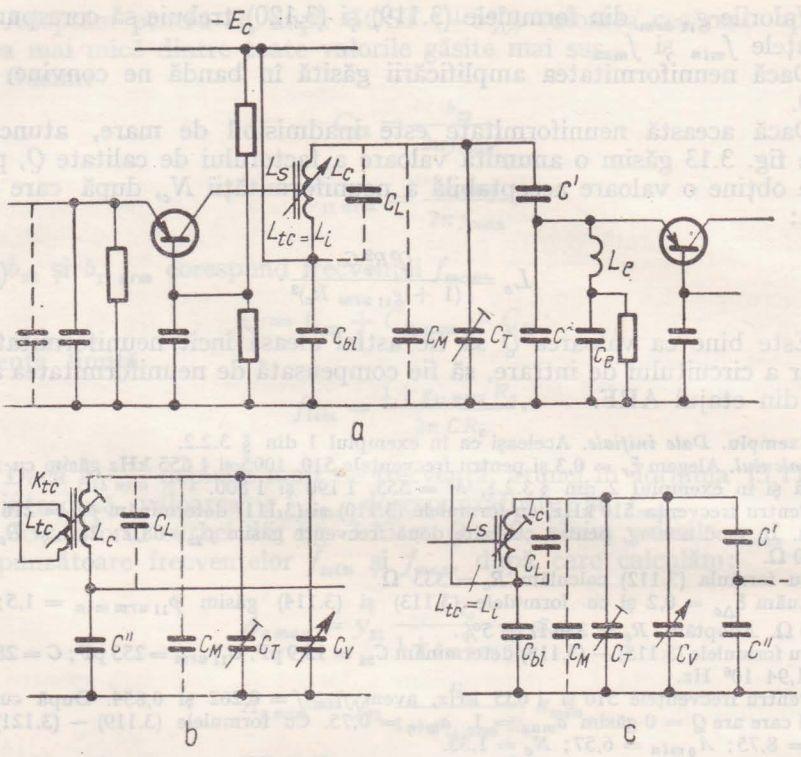


Fig. 3.14. Scheme ale amplificatorului rezonant pentru gama de UUS:
a—cu acord prin inductivitate variabilă; cuplaj prin autotransformator cu tranzistorul etajului respectiv și capacitiv anterior cu tranzistorul etajului următor; *b* — cu acord prin capacitate variabilă; cuplaj prin transformator cu tranzistorul etajului respectiv, interior cu tranzistorul etajului următor; *c*—cu acord prin capacitate variabilă; cuplajele cu tranzistoarele ca la cazul *a*.

cuitului acordat. Aceasta produce unele greutăți la alegerea capacităților, care pot constitui un motiv de renunțare la această variantă în folosul variantei *b*.

În toate cele trei variante, tranzistorul este conectat în schemă cu bază comună, pentru motivele arătate în § 2.4.4. Se presupune că circuitul de intrare este realizat conform schemei din fig. 2.2.3., iar tranzistorul din etajul următor lucrează în regim de schimbare de frecvență. Despre rolul bobinei de șoc L_e se vorbește în § 4.6. Ordinea de calcul este următoarea.

Alegem valoarea rezervei de acoperire δ și cu formulele (2.1) și (2.2) găsim f_{min}, f_{max} și γ dacă aceasta nu s-a făcut la calculul circuitului de intrare.

Stabilim valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_r (se recomandă $\xi_r = 0{,}2 - 0{,}4$), și pentru frecvența f_{med} (aceeași ca la calculul circuitului de intrare), determinăm M și p_{22r} cu formulele (3.39) și (3.110). Valoarea p_{11} o luăm din calculele circuitului de intrare.

Arhiva digitala SaDAng

Determinăm valoarea coeficientului S_B de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat (datorită rezistențelor introduse în el de tranzistoare) pentru obținerea benzii de trecere necesare B_{min}, cu un factor de calitate maxim din punct de vedere constructiv Q_{max}:

$$S_B = \frac{Q_{max} B_{min}}{f_{med}}. \tag{3.123}$$

Dacă valoarea găsită este mai mică decît 1,25 — 2 atunci se ia S_B = 1,25 — 2. Creșterea valorii S_B duce la înrăutățirea selectivității, iar micșorarea S_B poate duce la o scădere inadmisibilă a amplificării.

Găsim p_{22S} și $p_{11\,urm\,S}$ cu formula (3.41).

Stabilim valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$ (se poate recomanda ξ_B = 0,1 — 0,3 și $\xi_{\Delta f}$ = = 0,25 — 0,5) și găsim p_{22B}, $p_{11\,urm\,B}$; $p_{22\,\Delta f}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$ cu formulele (3.28) și (3.30).

Notăm cu $p'_{22\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: p_{22r}; p_{22S}; p_{22B} și $p_{22\,\Delta f}$.

Notăm cu $p'_{11\,urm\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite: $p_{11\,urm\,S}$; $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} = p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci aflăm p'_{22S} cu formula (3.42) și luăm $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$, iar $p_{22\,min}$ îl luăm egal cu cea mai mare dintre valorile: p_{22r}, p'_{22S}, p_{22B} și $p_{22\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22S}$, $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim $p'_{11\,urm\,S}$ cu formula (3.43) și luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$, iar $p_{11\,urm\,min}$ îl luăm egal cu cea mai mare dintre valorile: $p'_{11\,urm\,S}$, $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22\,S}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci luăm $p_{22\,min} = p'_{22\,min}$ și $p_{11\,urm\,min} = p'_{11\,urm\,min}$.

Dacă $p_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, $p_{22\,min} > p'_{22S}$ sau $p_{22\,min} > p_{22S}$, $p_{11\,urm\,min} > p'_{11\,urm\,S}$, sau $p_{22\,min} > p_{22S}$ și $p_{11\,urm\,min} > p_{11\,urm\,S}$, atunci găsim valoarea efectivă a coeficientului de lărgire:

$$S'_B = \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + p_{22\,min}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,min}}}. \tag{3.124}$$

Dacă valoarea S'_B rezultată este mai mică decît valoarea S, găsită mai înainte cu formula (3.123), atunci trebuie micșorat factorul de calitate de gol al circuitului acordat, pînă la valoarea:

$$Q = \frac{f_{med} S'_B}{B_{min}}. \tag{3.125}$$

În acest caz banda efectivă de trecere a amplificatorului B la frecvența f_{med} va fi egală cu B_{min}. În toate celelalte cazuri, găsim:

$$B = \frac{f_{med} S_B}{Q_{max}}. \tag{3.126}$$

Găsim două valori maxime admisibile ale inductanței totale a circuitului acordat:

$$L_{c\,max\,1} = \frac{1 + p_{11\,urm\,min}}{20\pi\, Bg_{11\,urm}} \tag{3.127}$$

$$L_{c\,max\,2} = \frac{1 + p_{22\,min}}{20\pi\, Bg_{22}}. \tag{3.128}$$

Valorile g_{22} și $g_{11\,urm}$ din ultimele formule trebuie să corespundă la f_{med}. Alegem cea mai mică valoare L_c realizabilă ușor, care să satisfacă condiția:

$$L_{c\,max\,1} \geqslant L_c \leqslant L_{c\,max\,2}. \tag{3.129}$$

Apoi calculăm:

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 f_{med}^2 L_c} \tag{3.130}$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi BC_t}{g_{22}(1 + p_{22\,min})}} \tag{3.131}$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22}(1 + p_{22\,min})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}} \tag{3.132}$$

$$R_{0e} = \frac{1}{2\pi BC_t} \tag{3.133}$$

$$A_0 = y_{21} R_{0e} p_2 p_{1\,urm}. \tag{3.134}$$

Dacă amplificarea obținută este prea mică, atunci în cazul cînd $p_{22\,min} = p_{22\,S}$ sau (și) $p_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, ea poate fi mărită întrucîtva prin creșterea cuplajului dintre circuitul acordat și cele două tranzistoare. Pentru aceasta trebuie să adoptăm o valoare mare pentru S_B și apoi refăcut calculul. Trebuie însă reținut că în acest caz, selectivitatea va avea de suferit.

Valoarea maximă admisibilă pentru S_B se poate găsi cu formula:

$$S_{B\,max} = \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + p^*_{22\,min}} - \frac{1}{1 + p^*_{11\,urm\,min}}}, \tag{3.135}$$

unde $p^*_{22\,min}$ este cea mai mare dintre valorile: p_{22r}, p_{22B} și $p_{22\Delta f}$ dar nu mai mică decît unitatea; $p^*_{11\,urm\,min}$ este cea mai mare dintre valorile: $p_{11\,urm\,B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$, dar nu mai mică decît unitatea.

Obținînd o amplificare suficientă, continuăm calculul în funcție de varianta de schemă adoptată.

Pentru varianta *a*, găsim capacitatea medie a condensatorului de aliniere.

$$C_{T\,med} = 0{,}1\ C_t + 0{,}2\ (C_L + C_M). \tag{3.136}$$

Arhiva digitala SaDAng

Condensatorul de aliniere C_T poate fi eliminat din schemă, dar aceasta va necesita creșterea rezervei de acoperire a gamei pînă la 5—8% și va exclude posibilitatea realizării unui monoreglaj precis al ARF și oscilatorului local în două puncte.

Apoi găsim:

$$C' = \frac{C_t - C_L - C_M - C_{T\,med}}{1 - p_{1\,urm}}; \tag{3.137}$$

$$C_{11\,urm} = \frac{b_{11\,urm}}{2\pi f_{med}}, \tag{3.138}$$

unde $b_{11\,urm}$ corespunde frecvenței f_{med};

$$C'' = \frac{C_t - C_L - C_M - C_{T\,med}}{p_{1\,urm}} - C_{11\,urm} \tag{3.139}$$

$$C_{b1} \geqslant (30 - 50)\, C_t. \tag{3.140}$$

Adoptăm pentru C_t', C_t'' și C_{bl} cele mai apropiate valori față de cele găsite: pentru C_t' și C_t'' $\pm$ 5%, iar pentru C_{bl} $\pm$ 20%.

Calculăm:

$$L_{c\,min} = L_c \left(\frac{f_{med}}{f_{max}}\right)^2; \tag{3.141}$$

$$L_{c\,max} = L_c \left(\frac{f_{med}}{f_{min}}\right)^2. \tag{3.142}$$

După curbele din fig. 2.7, pornind de la valoarea p_2 găsită și de la valoarea cunoscută a coeficientului de cuplaj k_{ts} între $L_{tc} = L_t$ și partea superioară a bobinei L_s, găsim $k_{tc}^2 = k^2$, după care, cu formula (3.51) găsim L_{tc}.

Pentru varianta *b*, găsim $C_{11\,urm}$ cu formula (3.138) și.

$$C'' = \frac{C_t - C_L}{p_{1\,urm}} - C_{11\,urm}. \tag{3.143}$$

Adoptăm pentru C'' valoarea cea mai apropiată de cea găsită. Apoi determinăm:

$$C_{t\,min} = C_t \left(\frac{f_{med}}{f_{max}}\right)^2; \tag{3.144}$$

$$C_{t\,max} = C_t \left(\frac{f_{med}}{f_{min}}\right)^2; \tag{3.145}$$

$$C_2 = C'' + C_{11\,urm}; \tag{3.146}$$

$$C'_{v\,min} = \frac{C_2(C_{t\,min} - C_L)}{C_2 - C_{t\,min} + C_L} \tag{3.147}$$

$$C'_{v\,max} = \frac{C_2(C_{t\,max} - C_L)}{C_2 - C_{t\,max} + C_L} \tag{3.148}$$

$$C_{T\,med} = 0{,}3\,C'_{v\,min}; \tag{3.149}$$

$$C_{v\,min} = C'_{v\,min} - C_{T\,med} - C_{max}; \tag{3.150}$$

$$C_{v\,max} = C'_{v\,max} - C_{T\,med} - C_{v\,max}. \tag{3.151}$$

Ca și la varianta *a* și cu aceleași consecințe, condensatorul de ajustare C_T poate fi eliminat din schemă.

Se determină inductanța L_{tc} cu formula (3.84).

Pentru varianta *c*, găsim $C_{11\,urm}$ cu formula (3.138); alegem capacitatea C'' astfel ca:

$$C'' = (5 - 10)\,|\,C_{11\,urm}\,|\,. \tag{3.152}$$

Apoi calculăm C_2 cu formula (3.146):

$$C' = \frac{C_2 p_{1\,urm}}{1 - p_{1\,urm}} \tag{3.153}$$

și C_{bl} cu formula (3.140).

Luăm pentru C' și C_{b1} valorile cele mai apropiate de cele găsite, pentru C' — $\pm$ 5%, iar pentru C_{bl} — $\pm$ 20%.

Determinăm $C_{t\,min}$ și $C_{t\,max}$ cu formulele (3.144) și (3.145) și $C_{T\,med}$ cu formula (3.136) și calculăm:

$$C_1 = \frac{C'C_2}{C' + C_2} + C_{max} + C_L + C_{T\,med} \tag{3.154}$$

$$C_{v\,min} = C_{t\,min} - C_1 - C_L - C_{max} - C_{T\,med} \tag{3.155}$$

$$C_{v\,max} = C_{t\,max} - C_1 - C_L - C_{max} - C_{T\,med}. \tag{3.156}$$

Ca în varianta *b*, se poate folosi un condensator variabil cu $C_{v\,min}$ și $C_{v\,max}$, mai mici, conectînd în paralel cu el un condensator fix suplimentar. În acest caz însă, este bine ca în locul conectării acestui condensator, să se mărească capacitatea C'' și să se reia calculul începînd cu determinarea lui C_2.

Ca și în variantele *a* și *b* și cu aceleași consecințe, se poate elimina din schemă condensatorul de aliniere C_T.

Găsim inductanța L_{tc} la fel ca în varianta *a*.

Pentru frecvența f_{min}, determinăm atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară cu formula (3.92). La determinarea valorii ξ_{fi} cu formula (3.57), considerăm:

$$Q_e = \frac{fQ}{S_B}, \tag{3.157}$$

unde Q și S_B sînt valorile efective ale factorului de calitate de gol al circuitului acordat și a coeficientului de lărgire a benzii de trecere.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru frecvența f_{max}, atenuarea relativă a canalului imagine se calculează cu formula (3.93). La determinarea valorii ξ_{im} cu formula (3.50), considerăm Q_e egal cu valoarea găsită cu formula (3.157).

Curba de rezonanță (dacă este necesară) se calculează cu formula (3.64).

Exemplu. *Date inițiale.* Circuitul de intrare este realizat conform schemei din fig. 2.23, iar datele circuitului corespund exemplului din § 2.4.4. Tranzistorul din etajul amplificator are la frecvența $f_{med} = 69{,}5$ MHz: $y_{21} = 12{,}4$ mS; $y_{12} = 1{,}17$ mS; $g_{22} = 0{,}33$ mS; $b_{22} = 1{,}32$ mS. Tranzistorul din etajul următor are $g_{11c} = 6$ mS; $b_{11c} = -3$ mS; $\delta g_{22} = \delta g_{11\,urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11\,urm} = 0{,}2$; $B = 300$ kHz; $C_L = 2$ pF; $C_M = 3$ pF.

Calculul. Adoptăm $\delta = 0{,}01$ și cu formulele (2.1) și (2.2) găsim: $f_{min} = 65{,}4$ MHz; $f_{max} = 73{,}7$ MHz; $\gamma = 1{,}13$.

Alegem $\xi_r = 0{,}4$ și pentru frecvența f_{med} cu formulele (3.39) și (3.110) determinăm $M = 8{,}45$; $p_{22r} = 4{,}15$.

Cu formula (3.123) găsim $S_B = 0{,}518$. Adoptăm $S_B = 2$. Cu formula (3.41) obținem $p_{22\,S} = p_{11\,urm\,S} = 3$.

Alegem $\xi_B = 0{,}3$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}25$ iar cu formulele (3.28) și (3.30) găsim $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 0$; $p_{22\Delta f} = 1{,}4$; $p_{11\,urm\,\Delta f} < 0$. Adoptăm $p'_{22\,min} = 4{,}15$; $p_{11\,urm\,min} = 3$.

Întrucît $p'_{22\,min} > p_{22S}$; $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\,urm\,S}$, atunci cu formula (3.43) determinăm $p'_{11\,urm\,S} = 2{,}27$. Adoptăm $p_{22\,min} = 4{,}15$; $p_{11\,urm\,min} = 2{,}27$.

Cu formula (3.126) obținem $B = 1{,}16$ MHz.

Cu formulele (3.127) și (3.128) calculăm $L_{c\,max\,1} = 7{,}48 \cdot 10^{-6}$ H; $L_{c\,max\,2} = 21{,}4 \cdot 10^{-6}$ H. Alegem $L_c = 0{,}2$ μH.

Cu formulele (3.130) — (3.134) găsim $C_t = 26{,}3$ pF; $p_2 = 0{,}335$; $p_{1\,urm} = 9{,}85 \cdot 10^{-2}$; $R_{0e} = 5\,230\ \Omega$; $A_0 = 2{,}14$. Amplificarea este foarte mică. Trebuie încercată creșterea amplificării prin creșterea valorii S_B, deși aceasta înrăutățește selectivitatea.

Întrucît $p^*_{22\,min} = 4{,}15$; $p^*_{11\,urm\,min} = 1$, atunci cu formula (3.135) găsim $S_{B\,max} = 3{,}27$. Pentru această valoare S_B obținem $p_{22\,min} = 4{,}15$; $p_{11\,urm\,min} = 1$; $B = 1{,}9$ MHz.

Menținînd, ca mai înainte, $L_c = 0{,}2$ μH și $C_t = 26{,}3$ pF, obținem $p_2 = 0{,}43$; $p_{1\,urm} = 0{,}162$; $R_{0e} = 3\,190$; $A_0 = 2{,}76$. Cîștigul obținut în amplificare este neînsemnat și totodată duce la pierderi în selectivitate; din acest motiv ne oprim la valorile găsite anterior $p_2 = 0{,}335$ și $p_{1\,urm} = 9{,}85 \cdot 10^{-2}$.

Pentru varianta *a*, cu formulele (3.136) — (3.140) găsim $C_{T\,med} = 3{,}6$ pF; $C' = 19{,}7$ pF; $C_{11\,urm} = -6{,}9$ pF; $C'' = 187$ pF; $C_{bl} \geqslant 790 - 1\,310$ pF. Adoptăm $C'_t = 20$ pF ± 5%; $C''_t = 180$ pF ± 5%. $C_{bl} = 1\,000$ pF ± 20%.

Cu formulele (3.141) și (3.142) găsim $L_{c\,min} = 0{,}177$ μH; $L_{c\,max} = 0{,}226$ μH.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, luînd $k_{is} = 0{,}3$, obținem $k^2_{tc} = k^2 = 0{,}46$ iar cu formula (3.51) $L_{tc} = 0{,}05$ μH.

Pentru varianta *b*, cu formula (3.138), ca și în varianta *a*, găsim $C_{11\,urm} = -6{,}9$ pF. Cu formula (3.143) obținem $C'' = 254$ pF. Adoptăm $C'' = 240$ pF ± 5%; cu formulele (3.144) — (3.151) determinăm $C_{t\,min} = 23{,}4$ pF; $C_{t\,max} = 28{,}7$ pF; $C_2 = 233{,}1$ pF; $C'_{v\,min} = 26$ pF; $C'_{v\,max} = 32{,}6$ pF; $C_{T\,med} = 7{,}8$ pF; $C_{v\,min} = 15{,}2$ pF, $C_{v\,max} = 21{,}8$ pF.

Luînd $k_{tc} = 0{,}3$, cu formula (3.84) găsim $L_{tc} = 0{,}25$ μH.

Pentru varianta *c*, cu formula (3.152) găsim $C'' = 41 - 69$ pF. Alegem $C'' = 68$ pF ± 5%. Cu formulele (3.146) și (3.153) găsim $C_2 = 61{,}1$ pF; $C' = 6{,}67$ pF. Adoptăm $C' = 6{,}8$ pF ± 5%. Ca și în varianta *a*, adoptăm $C_{bl} = 1\,000$ pF ± 20%.

Ca și în varianta *b*, cu formulele (3.144) și (3.145) găsim $C_{t\,min} = 23{,}4$ pF; $C_{t\,max} = 28{,}7$ pF. Ca și în varianta *a*, cu formula (3.136) găsim $C_{T\,med} = 3{,}6$ pF.

Cu formulele (3.154) — (3.156) calculăm $C_1 = 6{,}13$ pF; $C_{v\,min} = 8{,}67$ pF, $C_{v\,max} = 13{,}97$ pF

Pentru toate trei variantele, cu formulele (3.157) găsim $Q_e = 60$.

Pentru frecvența f_{min}, cu formulele (3.57) și (3.92) găsim $\xi_{f_i} = -356$; $1/y_{ARF\,fi} = 50{,}1$ dB.

Pentru frecvența f_{max} cu formulele (3.59) și (3.93) determinăm $\xi_{im} = 30{,}8$; $1/y_{ARF\,im} = 29{,}8$ dB.

Capitolul 4

Calculul etajelor schimbătoare de frecvență

4.1. Generalități

Schimbătorul de frecvență poate fi realizat cu două tranzistoare (cu oscilator separat) sau cu un singur tranzistor (care efectuează și oscilația locală).

În gamele UL, UM și US, tensiunea semnalului trebuie aplicată pe baza tranzistorului schimbător de frecvență, întrucît în acest fel se obține un coeficient de amplificare mare. În gama UUS, pentru considerentele expuse în § 2.5.4. se preferă ca tensiunea semnalului să se aplice pe emitor.

Tensiunea oscilatorului local, (indiferent că este oscilator separat sau este comun cu schimbătorul), se poate aplica atît pe bază cît și pe emitorul tranzistorului schimbător de frecvență. În cazul cînd se aplică pe bază, sarcina circuitului acordat al oscilatorului este mai mică, ceea ce este avantajos din punctul de vedere al stabilității frecvenței. Dar o asemenea soluție poate fi dezavantajoasă din alte considerente: din cauza creșterii cuplajului mutual dintre circuitele acordate ale oscilatorului și preselectorului, din cauza complicării schemei de comutare etc.

De asemenea, trebuie avut în vedere următorul lucru. În circuitul acordat al oscilatorului pătrund oscilațiile de frecvență intermediară din ultimul etaj al AFI. În receptoarele cu gabarit mic, această pătrundere este deosebit de însemnată. Din circuitul acordat al oscilatorului, aceste oscilații împreună cu oscilațiile proprii ale oscilatorului, pătrund la intrarea tranzistorului amestecător sau a schimbătorului de frecvență autooscilant. În acest fel se produce reacția pe frecvența intermediară de la ieșirea AFI la intrarea schimbătorului. Acest cuplaj poate duce la o importantă deformare a curbei de rezonanță a blocului de frecvență intermediară și chiar la autooscilația acestuia. Întrucît admitanța de intrare a tranzistorului schimbător pentru oscilațiile de frecvență intermediară este mult mai mică în cazul cînd ele se aplică pe bază decît în cazul cînd ele se aplică pe emitor, atunci tensiunea de frecvență intermediară de la intrarea acestui tranzistor este mai mare în primul caz cînd reacția este deci mai puternică.

Cele mai frecvente impedanțe de sarcină la ieșirea schimbătorului de frecvență sînt: o pereche de circuite cuplate; un filtru cu selectivitate concentrată (FSC) format din bobine obișnuite și condensatoare; un filtru electromagnetic de un tip oarecare (piezoceramic, magnetostrictiv etc.).

Arhiva digitala SaDAng

Indiferent de particularitățile schemei, calculul schimbătorului de frecvență cuprinde în cazul general: calculul alinierii acordului oscilatorului și a preselectorului (§ 4.2); precizarea abaterilor admise la capacitățile condensatoarelor din circuitele acordate ale preselectorului și oscilatorului și stabilirea scăderii sensibilității reale și a selectivității receptorului, ca urmare a alinierii incorecte (v. § 4.3); precizarea limitelor de variație a inductanței bobinelor (cu ajutorul miezurilor mobile) și a capacității condensatoarelor de aliniere din circuitele acordate ale preselectorului și oscilatorului, necesare pentru reglarea acestor circuite în procesul de asamblare a receptorului (v. § 4.4); calculul oscilatorului sau a părții care constituie oscilatorul din schimbătorul de frecvență autooscilant (v. § 4.5 și 4.6); calculul etajului de amestec (v. § 4.7—4.9).

Metoda de calcul a alinierii acordului oscilatorului și preselectorului pentru un receptor tranzistorizat rămîne aceeași ca la receptorul cu tuburi. În literatură ea este bine cunoscută. Dar cercetările făcute în ultimii cîțiva ani de V. D. Irmes, au introdus în această problemă o serie de aspecte noi, cu mare importanță practică: a apărut posibilitatea de a se asigura nu numai erori de aliniere absolute sau relative constante în punctele cele mai dificile ale gamei, ci să se realizeze și orice altă lege de variație liniară a erorii relative; s-a propus un procedeu de alegere a legii celei mai convenabile; s-a elaborat metoda de alegere a abaterilor capacității condensatoarelor fixe și a limitelor necesare de reglaj a capacităților și inductanțelor; s-au obținut formule pentru calculul influenței erorii de aliniere asupra sensibilității și selectivității receptorului. În cele ce urmează se prezintă sistematizat problemele enumerate mai sus.

4.2. Calculul alinierii acordului oscilatorului și preselectorului

A asigura alinierea acordului oscilatorului și preselectorului — înseamnă a proceda astfel încît la orice poziție a butonului de acord al receptorului, frecvența oscilatorului f_{osc} să difere de frecvența de acord a preselectorului f_{0pres} în plus (la alinierea superioară) sau în minus (alinierea inferioară) cu o mărime egală cu frecvența intermediară a receptorului f_i, adică să aibă loc egalitatea:

$$f_{osc} = f_{0pres} \pm f_i. \tag{4.1}$$

Prin îndeplinirea acestei egalități, frecvența de acord a preselectorului, coincide automat cu frecvența de acord a receptorului f_0 și dacă receptorul este acordat exact pe semnalul recepționat $f_0 = f_s$, atunci și preselectorul va fi acordat exact pe acest semnal $f_{0pres} = f_s$.

Metoda de calcul expusă mai jos se referă la cazul în care acordul variabil se realizează cu un bloc de condensatoare variabile identice aliniate în aliniere de tip superior cu ajutorul condensatoarelor fixe.

Condensatoarele fixe permit să se obțină o aliniere exactă numai într-unul, în două sau în trei puncte, adică pe una, pe două sau pe trei frecvențe din gamă; la toate celelalte frecvențe, alinierea nu este exactă adică egalitatea (4.1) este satisfăcută numai aproximativ.

Cantitativ imprecizia alinierii în fiecare punct al gamei este definită, de eroare de aliniere:

— absolută

$$\Delta f_{al} = f_{0\,sc} - f_{0\,pres} - f_i \tag{4.2}$$

— sau relativă

$$\delta f_{al} = \frac{\Delta f_{al}}{f_{0\,pres}} \,. \tag{4.3}$$

Trebuie deosebite erorile de aliniere efectivă (Δf_{al}, δf_{al}) și nominală ($\Delta f_{al\,nom}$, $\delta f_{al\,nom}$). Prin eroare nominală de aliniere se înțelege eroarea ce se obține în cazul cînd inductanțele și capacitățile tuturor bobinelor și condensatoarelor din circuitele oscilante ale preselectorului și ale oscilatorului corespund exact valorilor lor nominale (de calcul), iar abaterea valorilor capacităților parazite din schemă față de valorile considerate în calcul este compensată cu ajutorul condensatoarelor de ajustare (de aliniere). Eroarea efectivă de aliniere diferă de cea nominală prin erori suplimentare ($\Delta f_{al\,disp}$, $\delta f_{al\,disp}$,) cauzate de dispersia capacităților condensatoarelor (inclusiv cele din blocul de condensatoare variabile) față de valorile nominale:

$$\begin{aligned} \Delta f_{al} &= \Delta f_{al\,nom} + \Delta f_{al\,disp} \\ \delta f_{al} &= \delta f_{al\,nom} + \delta f_{al\,disp} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Cu o consecință a impreciziei de aliniere, preselectorul apare dezacordat față de frecvența de acord a receptorului, cu valoarea Δf_{pres}, ceea ce duce la înrăutățirea sensibilității reale și a selectivității.

Valorile Δf_{pres} și Δf_{al} nu coincid. Teoretic, totdeauna $\Delta f_{pres} < \Delta f_{al}$. Diferența dintre cei doi membri ai acestei inegalități depinde în principal de raportul dintre banda de trecere a preselectorului B_{pres} și banda blocului de frecvență intermediară B_{fi}. Cu cît B_{pres}/B_{fi} este mai mare, cu atît Δf_{pres} este mai aproape de Δf_{al}. Dacă $B_{pres}/B_{fi} \ll 1$, atunci $\Delta f_{pres} \ll \Delta f_{al}$. O oarecare influență asupra raportului dintre Δf_{pres} și Δf_{al} o are forma caracteristicilor de rezonanță ale preselectorului și a blocului de frecvență intermediară. Însă în primă aproximație, această influență poate fi neglijată.

Pentru a evidenția micșorarea simțitoare a sensibilității reale și a selectivității trebuie ca dezacordul preselectorului și prin urmare și eroarea de aliniere, să nu depășească valorile admisibile $\Delta f_{pres\,adm}$ și $\Delta f_{al\,adm}$.

Micșorarea sensibilității reale și a selectivității este determinată nu de dezacordul absolut al preselectorului, ci de raportul dintre acest dezacord și B_{pres}. De aceea, cînd se analizează valorile Δf_{pres} și Δf_{al} și valorile lor admisibile, este bine să fie analizate și valorile relative:

Arhiva digitala SaDAng

$$\left.\begin{aligned} \xi_{pres} &= \frac{\Delta f_{pres}}{0{,}5\, B_{pres}}; \\ \xi_{al} &= \frac{\Delta f_{al}}{0{,}5 B_{pres}}; \end{aligned}\right\} \tag{4.5}$$

$$\left.\begin{aligned} \xi_{pres\ adm} &= \frac{\Delta f_{pres\ adm}}{0{,}5 B_{pres}}; \\ \xi_{al\ adm} &= \frac{\Delta f_{al\ adm}}{0{,}5 B_{pres}}. \end{aligned}\right\} \tag{4.6}$$

În figura 4.1 se arată sub formă de curbe legătura dintre ξ_{al} și ξ_{pres} pentru diferite raporturi B_{pres}/B_{fi} și formele caracteristicilor de rezonanță întîlnite mai des în practică.

Înrăutățirea sensibilității reale și a selectivității, nu este esențială, practic, dacă $\xi_{pres} \ll 1$, dar într-o serie de cazuri trebuie acceptate valori destul de mari ale dezacordurilor.

Calculul alinierii cuprinde: alegerea numărului de puncte în care are loc alinierea exactă, stabilirea frecvențelor de aliniere exactă, alegerea schemei de principiu a circuitului acordat de la oscilator și calculul valorilor nominale ale inductanței bobinei și ale capacităților tuturor condensatoarelor ce intră în acest circuit acordat.

În condiții similare, eroarea de aliniere în medie, se micșorează în gamă atunci cînd crește numărul de puncte de aliniere exactă, însă în acest caz

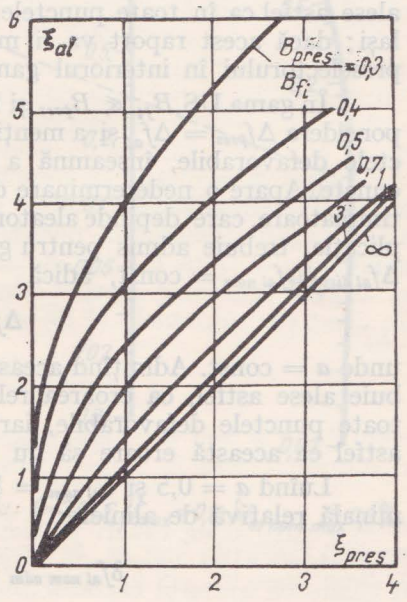


Fig. 4.1. Curba care arată dependența între mărimile relative ξ_{al} și ξ_{pres}.

se complică schema circuitului acordat de la oscilator cît și procesul de reglare. De aceea nu trebuie ales un număr mare de asemenea puncte, dacă se pot obține rezultate satisfăcătoare și cu mai puține.

Pentru un număr dat de puncte de aliniere exactă, eroarea de aliniere scade cînd crește raportul f_{min}/f_t și cînd se micșorează valoarea γ. De aceea, în gamele de US, unde raportul f_{min}/f_t este mare, iar coeficientul de transfer este mic, se pot obține rezultate satisfăcătoare cu două puncte de aliniere exactă, iar în cazul gamelor foarte extinse, chiar cu un singur punct de aliniere exactă. În gamele de UL și UM, raportul f_{min}/f_t este mic, iar coeficientul de acoperire este mare, astfel că se pot obține rezultate satisfăcătoare numai printr-o aliniere exactă în trei puncte. Pentru aceste game, problema alegerii numărului de puncte de aliniere exactă nu se pune.

Punctele de aliniere exactă împart toată gama în secțiuni: două secțiuni în cazul unui singur punct, trei secțiuni în cazul a două puncte și patru secțiuni în cazul a trei puncte. În interiorul fiecăreia dintre aceste secțiuni, există un punct mai defavorabil în care eroarea nominală de aliniere este mai mare ca în toate celelalte puncte ale secțiunii respective. În prima și ultima secțiune, aceste puncte coincid cu începutul și sfîrșitul gamei. Aceasta conduce la situația că la reglarea finală a receptorului, acesta trebuie acordat (pentru pozițiile limită ale butonului de acord) pe frecvențe diferite de f_{min} și f_{max} care au fost luate în considerare la calculul circuitelor de intrare și a ARF (vezi mai jos).

Raportul dintre erorile nominale de aliniere în două puncte, este determinat de valorile frecvențelor de aliniere exactă. Aceste frecvențe trebuie alese astfel ca în toate punctele defavorabile raportul $\Delta f_{pres}/B_{pres}$, să fie același; dacă acest raport va fi minim posibil, atunci și dezacordul mediu al preselectorului în interiorul gamei va fi minim.

În gama US, $B_{f_t} \ll B_{pres}$ și în plus $B_{pres} \approx$ const. f_0. Ca urmare se poate ponsidera $\Delta f_{pres} = \Delta f_{al}$ și a menține constant raportul $\Delta f_{pres}/B_{pres}$ în toate punctele defavorabile, înseamnă a menține constantă valoarea δf_{al} în aceste cuncte. Apare o nedeterminare datorită faptului că $\Delta f_{al\ disp}$ este o mărime întîmplătoare, care depinde aleatoriu de frecvență. Pentru a evita această complicație, trebuie admis pentru gamele US, că în punctele defavorabile avem $\Delta f_{al\ disp}/\Delta f_{al\ nom}$ = const, adică

$$\Delta f_{al\ nom} = a\, \Delta f_{al}, \tag{4.7}$$

unde a = const. Admițînd aceasta, frecvențele de aliniere exactă pe US trebuie alese astfel, ca eroarea relativă nominală de aliniere să fie aceeași în toate punctele defavorabile, iar numărul punctelor de aliniere trebuie ales astfel ca această eroare să nu depășească pe cea admisibilă.

Luînd $a = 0{,}5$ și $\xi_{al\ adm} = \xi_{pres\ adm} = 1$, vom obține pentru eroarea nominală relativă de aliniere:

$$\delta f_{al\ nom\ adm} = \frac{0{,}25 B_{pres}}{f_{0pres}} \approx \frac{0{,}25\ B_{pres}}{f_0}. \tag{4.8}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă frecvenţele de aliniere exactă au fost alese aşa cum s-a arătat mai sus, atunci eroarea nominală relativă de aliniere în punctele defavorabile, poate fi găsită:

— în cazul unui singur punct de aliniere exactă cu formula:

$$\delta f_{al\ nom\ max} = \frac{f_i}{f_{min}} \frac{\gamma - 1}{2\gamma} \tag{4.9}$$

— în cazul a două puncte

$$\delta f_{al\ nom\ max} = \frac{f_i}{f_{min}} \left[\frac{0{,}385\ (\gamma^{1{,}414} + \gamma^{0{,}707} + 1)^{1{,}5}}{\gamma^{1{,}207}\ (\gamma^{0{,}707} + 1)} - \frac{1}{\gamma^{0{,}5}} \right] \tag{4.10}$$

— în cazul a trei puncte — după nomograma din fig. 4.2.

Numărul necesar de puncte de aliniere exactă se alege în aşa fel încît să se asigure condiţia $\delta f_{al\ adm\ max} \leqslant \delta f_{al\ nom\ adm}$.

Pentru un punct de aliniere exactă, frecvenţa corespunzătoare acestui punct este:

$$f_1 = f_{min} \frac{2\gamma}{1 + \gamma}; \tag{4.11}$$

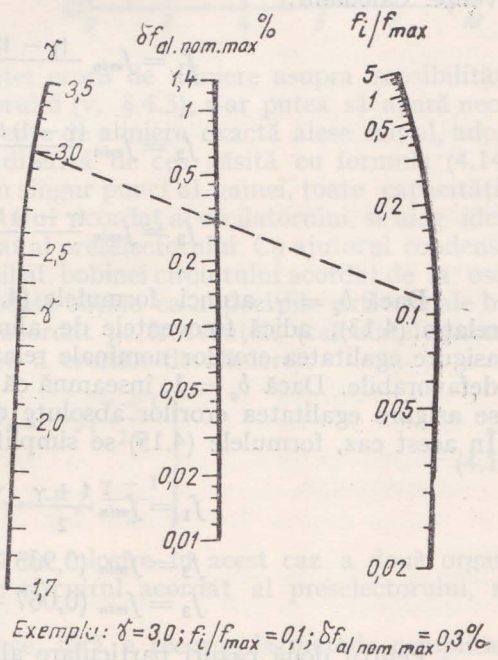


Fig. 4.2. Nomogramă pentru calculul erorilor de aliniere.

— pentru două puncte:

$$f_1 = f_{min}\gamma^{0,147}; \quad f_2 = f_{min}\gamma^{0,852}; \tag{4.12}$$

— pentru trei puncte:

$$f_1 = f_{min}\gamma^{0,5}; \quad f_2 = f_{min}\gamma^{0,067}; \tag{4.13}$$
$$f_3 = f_{min}\gamma^{0,933}$$

Pentru gamele UL și UM se poate recomanda următoarea ordine de alegere a frecvențelor de aliniere exactă.

Pentru frecvențele f_{min} și f_{max}, folosind valoarea B_{pres}, găsită la calculul preselectorului, determinăm rapoartele B_{pres}/B_{fi}. Cu ajutorul curbelor respective din fig. 4.1, găsim valoarea ξ_{al} corespunzătoare la $\xi_{pres} = 1$. Determinăm parametrul:

$$b_c = \frac{(\xi_{al} B_{pres})_{fmax}}{(\xi_{al} B_{pres})_{fmin}}, \tag{4.14}$$

unde indicii f_{max} și f_{min} înseamnă că produsele $\xi_{al} B_{pres}$ corespund acestor frecvențe. Calculăm:

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= f_{min}\frac{(\gamma-1)b_c^{0,5} - \gamma + b_c}{b_c - 1} \\ f_2 &= f_{min}\frac{(\gamma-1)b_c^{0,067} - \gamma + b_c}{b_c - 1} \\ f_3 &= f_{min}\frac{(\gamma-1)b_c^{0,933} - \gamma + b_c}{b_c - 1} \end{aligned}\right\} \tag{4.15}$$

Dacă $b_c = \gamma$, atunci formulele (4.15) se simplifică și se transformă în relația (4.13), adică frecvențele de aliniere exactă se aleg astfel ca să se asigure egalitatea erorilor nominale relative de aliniere în punctele cele mai defavorabile. Dacă $b_c = 1$, înseamnă că frecvențele trebuie alese astfel ca să se asigure egalitatea erorilor absolute de aliniere, în punctele defavorabile. În acest caz, formulele (4.15) se simplifică și capătă formele:

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= f_{min}\frac{1+\gamma}{2} \\ f_2 &= f_{min}(0,933 + 0,067\gamma) \\ f_3 &= f_{min}(0,067 + 0,933\gamma) \end{aligned}\right\} \tag{4.16}$$

Pentru două cazuri particulare ale gamei UL (147—416 kHz) și UM (515—1640 kHz), valorile f_1, f_2, și f_3 corespunzătoare diferitelor valori b_c, pot fi găsite cu ajutorul curbelor din fig. 4.3.

Arhiva digitala SaDAng

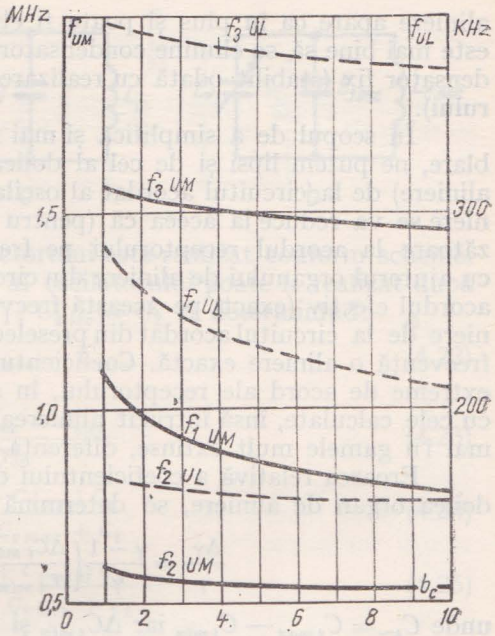


Fig. 4.3. Curbe pentru determinarea frecvenţelor f_1, f_2, f_3.

Ca urmare a stabilirii influenţei erorii de aliniere asupra sensibilităţii reale şi asupra selectivităţii receptorului (v. § 4.3), s-ar putea să apară necesitatea de a modifica cele trei frecvenţe de aliniere exactă alese iniţial, adoptîndu-se valoarea parametrului b_c, diferită de cea găsită cu formula (4.14).

În cazul alinierii exacte într-un singur punct al gamei, toate capacităţile precum şi inductanţa bobinei circuitului acordat al oscilatorului, se aleg identice cu acelea de la circuitul acordat al preselectorului. Cu ajutorul condensatorului de aliniere şi a miezului mobil al bobinei circuitului acordat de la oscilator, în procesul de asamblare se poate obţine ca în poziţiile extreme ale butonului de acord, receptorul să fie acordat pe frecvenţele (calculate) minimă şi maximă (cu luarea în considerare a erorilor de aliniere):

$$\left.\begin{aligned} f_{0\,min} &= f_{min} - f_i \frac{\gamma - 1}{2\gamma} \\ f_{0\,max} &= f_{max} + f_i \frac{\gamma - 1}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (4.17)$$

O metodă suficient de simplă de folosire în acest caz a două organe (piese) de ajustare (de aliniere) în circuitul acordat al preselectorului, nu există.

Singurul lucru ce se poate face, fără a recurge la metode complicate este: cu ajutorul unei singure piese de aliniere să se facă ajustarea (alinierea exactă) pe frecvenţa f_i, determinată cu formula (4.11). A doua piesă de

aliniere apare ca în plus și poate fi eliminată. Din considerente economice, este mai bine să se elimine condensatorul de aliniere, înlocuindu-l cu un condensator fix (stabilit odată cu realizarea în laborator a prototipului receptorului).

În scopul de a simplifica și mai mult construcția și procesul de asamblare, ne putem lipsi și de cel al doilea organ de aliniere (condensatorul de aliniere) de la circuitul acordat al oscilatorului. În acest caz operația de aliniere se va reduce la aceea că (pentru poziția butonului de acord, corespunzătoare la acordul receptorului pe frecvența f_1, dedusă cu formula (4.11)) cu ajutorul organului de aliniere din circuitul acordat al oscilatorului se obține acordul efectiv (exact) pe această frecvență, iar cu ajutorul organului de aliniere de la circuitul acordat din preselector se asigură de asemenea pe această frecvență o aliniere exactă. Coeficientul de acoperire a benzii și frecvențele extreme de acord ale receptorului, în acest caz, nu vor coincide în general cu cele calculate, însă întrucît alinierea într-un singur punct se folosește numai în gamele mult extinse, diferența nu va fi mare.

Eroarea relativă a coeficientului de acoperire, în cazul renunțării la al doilea organ de aliniere, se determină cu formula:

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = \frac{\gamma - 1}{\gamma}\left(\frac{\Delta C_{t\,min}}{C_{t\,min}} - \frac{\Delta C_{t\sim}}{C_{t\sim}}\right) \tag{4.18}$$

unde $C_{t\sim} = C_{t\,max} - C_{t\,min}$ iar $\Delta C_{t\,min}$ și $\Delta C_{t\sim}$ sînt abaterile pe care le au $C_{t\,min}$ și $C_{t\sim}$ față de valorile calculate.

Eroarea relativă a frecvențelor f_{min} și f_{max} poate fi luată egală cu $\pm$ 0,5 $\Delta\gamma/\gamma$. Aceasta înseamnă că rezerva de acoperire la calculul circuitului de intrare (v. § 2.1.2.) trebuie să nu fie mai mică de $0{,}5\Delta|\gamma|/\gamma$.

Uneori pentru mai multe subgame extinse, se folosește aceeași bobină. Desigur că cu ajutorul miezului mobil al acestei bobine nu se poate face alinierea pe toate aceste game. În acest caz este necesar să se utilizeze condensatoare de aliniere (cîte unul pentru fiecare subgamă), însă pentru a compensa dispersia din producție a valorilor inductanței, este necesar să existe și miezul mobil al acesteia.

O aliniere exactă în două puncte se asigură în felul următor.

Dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat conform schemei din fig. 4.4, *a*, atunci circuitul acordat al oscilatorului se realizează conform schemei din fig. 4.4, *b*.

Capacitatea

$$C_{1\,osc} = C_{t\,osc\,min} - C_{v\,min} \tag{4.19}$$

unde

$$C_{t\,osc\,min} = \frac{C_{v\,max} - C_{v\,min}}{\gamma_{osc}^2 - 1} \tag{4.20}$$

$$\gamma_{osc} = \frac{f_{max} + f_i}{f_{min} + f_i} \tag{4.21}$$

Arhiva digitala SaDAng

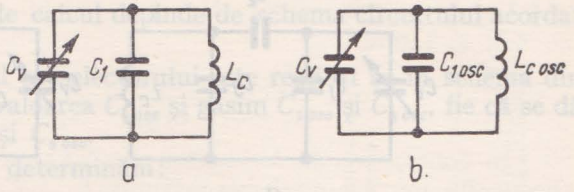


Fig. 4.4. Circuitele acordate ale preselectorului (*a*) și oscilatorului local (*b*) în cazul monoreglajului în două puncte.

Dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat conform schemei din fig. 4.5, *a*, atunci circuitul acordat al oscilatorului poate fi realizat după schema din fig. 4.5, *b*, luînd $C_{1\,osc} = C_1$; $C_{2\,osc} = C_2$ și determinînd:

$$C_{3\,osc} = C_{t\,osc\,min} - C_{min}, \tag{4.22}$$

unde

$$C_{t\,osc\,min} = \frac{C_{max} - C_{min}}{\gamma_{osc}^2 - 1} \tag{4.23}$$

$$C_{max} = \frac{(C_1 + C_{v\,max})\,C_2}{C_1 + C_{v\,max} + C_2} \tag{4.24}$$

$$C_{min} = \frac{(C_1 + C_{v\,min})\,C_2}{C_1 + C_{v\,min} + C_2}. \tag{4.25}$$

În procesul de aliniere a receptorului, trebuie să se obțină cu ajutorul condensatorului de aliniere și a miezului mobil al bobinei oscilatorului, ca în pozițiile extreme ale butonului de acord, receptorul să fie acordat pe frecvențele minimă și maximă calculate (cu luarea în considerare a erorilor de aliniere):

$$\begin{aligned} f_{0\,min} &= f_{min}\,(1 - \delta f_{al\,nom\,max}) \\ f_{0\,max} &= f_{max}\,(1 - \delta f_{al\,nom\,max}), \end{aligned} \tag{4.26}$$

unde $\delta f_{al\,nom\,max}$ se determină cu formula (4.10). După aceasta, cu ajutorul condensatoarelor de aliniere și al miezurilor mobile ale bobinelor preselectorului, trebuie să se obțină ca la cele trei poziții ale axului blocului condensatoarelor variabile pentru care receptorul este acordat pe frecvențele f_1 și f_2 (stabilite cu formulele (4.12)) preselectorul să fie și el acordat exact pe aceste frecvențe (aliniere exactă).

În cazul alinierii exacte în trei puncte, circuitul acordat al oscilatorului se realizează conform schemei din fig. 4.5, *b* independent de schema circuitului acordat de la preselector; aceasta însă influențează asupra ordinei de calcul a capacităților $C_{1\,osc}$, $C_{2\,osc}$ și $C_{3\,osc}$.

Independent de schema circuitului acordat al preselectorului, calculul capacităților $C_{1\,osc}$, $C_{2\,osc}$ și $C_{3\,osc}$ începe cu găsirea a trei mărimi auxiliare: *a*, *b*, și *c*:

$$a = \frac{f_1 + f_2 + f_3}{f_{min}} \tag{4.27}$$

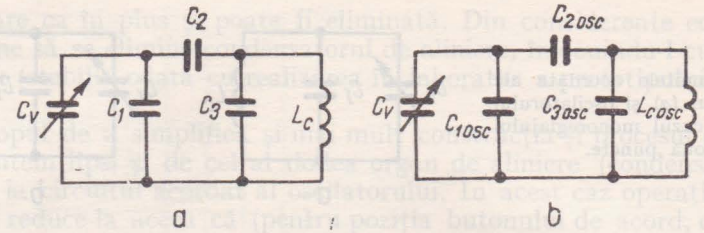


Fig. 4.5. Circuitele acordate ale preselectorului (*a*) și oscilatorului local (*b*) în cazul monoreglajului în trei puncte.

$$b = \frac{f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3}{f_{min}^2} \tag{4.28}$$

$$c = \frac{f_1 f_2 f_3}{f_{min}^3} \tag{4.29}$$

unde f_1, f_2 și f_3 sînt frecvențele stabilite pentru aliniere exactă.

Dacă frecvențele de aliniere exactă sînt găsite cu formulele (4.13), atunci formulele (4.27) — (4.29) capătă forma:

$$a = \gamma^{0,5} (1 + \gamma^{0,433} + \gamma^{-0,433}); \tag{4.30}$$

$$b = \gamma (1 + \gamma^{0,433} + \gamma^{-0,433}); \tag{4.31}$$

$$c = \gamma^{1,5} \tag{4.32}$$

Dacă aceste frecvențe sînt găsite cu formulele (4.16), atunci

$$a = \frac{3}{2}(\gamma + 1) \tag{4.33}$$

$$b = \left(\frac{3\gamma + 5}{4}\right)^2 - 1; \tag{4.34}$$

$$c = \frac{\gamma^3 + 15\gamma^2 + 15\gamma + 1}{32}. \tag{4.35}$$

Cunoscînd valorile *a*, *b*, și *c* găsim o altă serie de mărimi ajutătoare:

$$\varphi = \frac{f_i}{f_{min}} \tag{4.36}$$

$$d = a + 2\varphi; \tag{4.37}$$

$$l = \frac{bd - c}{2\varphi} \tag{4.38}$$

$$m = ad + \varphi^2 - b + l; \tag{4.39}$$

$$n = \frac{\varphi^2 l + cd}{m}. \tag{4.40}$$

Arhiva digitala SaDAng

În continuare, ordinea de calcul depinde de schema circuitului acordat al preselectorului.

Dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat ca în schema din fig. 4.4, *a*, atunci fie că se dă valoarea $C_{3\,osc}$ şi găsim $C_{1\,osc}$ şi $C_{2\,osc}$, fie că se dă valoarea $C_{1\,osc}$ şi găsim $C_{2\,osc}$ şi $C_{3\,osc}$.

Dîndu-se valoarea $C_{3\,osc}$ determinăm:

$$A = (C_{v\,min} + C_1)\,\gamma^2\left(\frac{1}{n} - \frac{1}{l}\right); \tag{4.41}$$

$$C_{2\,osc} = A\left(\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{4} + \frac{C_{3\,osc}}{A}}\right); \tag{4.42}$$

$$C'_{1\,osc} = \frac{(C_{v\,min} + C_1)\,\gamma^2}{l} - \frac{C_{2\,osc}\,C_{3\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{3\,osc}}; \tag{4.43}$$

$$C_{1\,osc} = C'_{1\,osc} + C_1; \tag{4.44}$$

Dîndu-se valoarea $C_{1\,osc}$, determinăm:

$$C'_{1\,osc} = C_{1\,osc} - C_1; \tag{4.45}$$

$$C_{2\,osc} = (C_{v\,min} + C_1)\,\frac{\gamma^2}{n} - C'_{1\,osc} \tag{4.46}$$

$$D = \frac{(C_{v\,min} + C_1)\,\gamma^2}{l} - C'_{1\,osc} \tag{4.47}$$

$$C_{3\,osc} = \frac{C_{2\,osc}\,D}{C_{2\,osc} - D}. \tag{4.48}$$

Dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.5, *a*, atunci luăm $C_{1\,osc} = C_1$ şi găsim:

$$C'_{2\,osc} = \left[C_3 + \frac{C_2\,(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}\right]\frac{\gamma^2}{n}; \tag{4.49}$$

$$C_{2\,osc} = \frac{C'_{2\,osc}\,C_2}{C'_{2\,osc} + C_2 + C_3} \tag{4.50}$$

$$C_{1\,osc} = C_1 + \frac{C_2\,C_3}{C_2 + C'_{2\,osc} + C_3}; \quad C_{3\,osc} = C'_{2\,osc}\left(\frac{n}{l-n} + \frac{C_3}{C_2 + C'_{2\,osc} + C_3}\right) \tag{4.51}$$

Dacă trebuie asigurată aceeaşi eroare relativă de aliniere în două puncte ($b_c = \gamma$) calculul poate fi simplificat radical, folosindu-se nomogramele din fig. 4.6 şi 4.7. Din aceste nomograme se află două mărimi ajutătoare A şi B. În acest caz, dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema fig. 4.4, *a* atunci se ia:

$$C_{\sim} = C_{v\,max} - C_{v\,min};$$

dacă însă circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.5, *a*, atunci:

$$C_{\sim} = \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} - \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}. \tag{4.52}$$

În continuare, dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.4, *a*, atunci mărimile $C_{1\,osc}$ $C_{2\,osc}$, și $C_{3\,osc}$ se determină astfel. Se dă una din mărimile $C_{1\,osc}$ sau $C_{3\,osc}$.

Dîndu-se mărimea $C_{1\,osc}$, găsim:

$$C_{2\,osc} = A + B - C_{1\,osc} - C_{v\,min} \tag{4.53}$$

$$C'_{min} = \frac{(C_{1\,osc} + C_{v\,min})\,C_{2\,osc}}{C_{1\,osc} + C_{v\,min} + C_{2\,osc}}; \tag{4.54}$$

$$C'_{max} = \frac{(C_{1\,osc} + C_{v\,max})\,C_{2\,osc}}{C_{1\,osc} + C_{v\,max} + C_{2\,osc}} \tag{4.55}$$

$$C_{3\,osc} = \frac{C'_{max} - \gamma^2_{osc}\,C'_{min}}{\gamma^2_{osc} - 1}, \tag{4.56}$$

unde γ_{osc} se determină cu formula (4.21).

Dacă se dă mărimea $C_{3\,osc}$, atunci găsim $C_{2\,osc}$ cu formula (4.42), după care determinăm:

$$C_{1\,osc} = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b^2}} - 1\right) - C_{v\,min}, \tag{4.57}$$

unde

$$a = (\gamma^2_{osc} - 1)\,(C_{2\,osc} + C_{3\,osc}).$$

$$b = (\gamma^2_{osc} - 1)\,[C_{3\,osc}\,(2\,C_{2\,osc} + C_{\sim}) + C_{2\,osc}\,(C_{2\,osc} + C_{\sim})];$$

$$d = C^2_{2\,osc}\,C_{\sim} - (\gamma^2_{osc} - 1)\,C_{2\,osc}\,C_{3\,osc}\,(C_{2\,osc} - C_{\sim});$$

$$C_{\sim} = C_{v\,max} - C_{v\,min}.$$

Dacă $4\frac{ad}{b^2} \leqslant 0{,}1$, atunci în locul formulei (4.57) este mai bine să se folosească formula aproximativă

$$C_{1\,osc} = \frac{d}{b} - C_{v\,min}. \tag{4.58}$$

Dacă circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.5, *a*, atunci luăm $C_{1\,osc} = C_1$ și găsim

$$C'_{2\,osc} = A + B - \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}} \tag{4.59}$$

apoi $C_{2\,osc}$ cu formula (4.50), C'_{min}, C'_{max} și $C_{3\,osc}$ cu formulele (4.54) — (4.56).

Arhiva digitala SaDAng

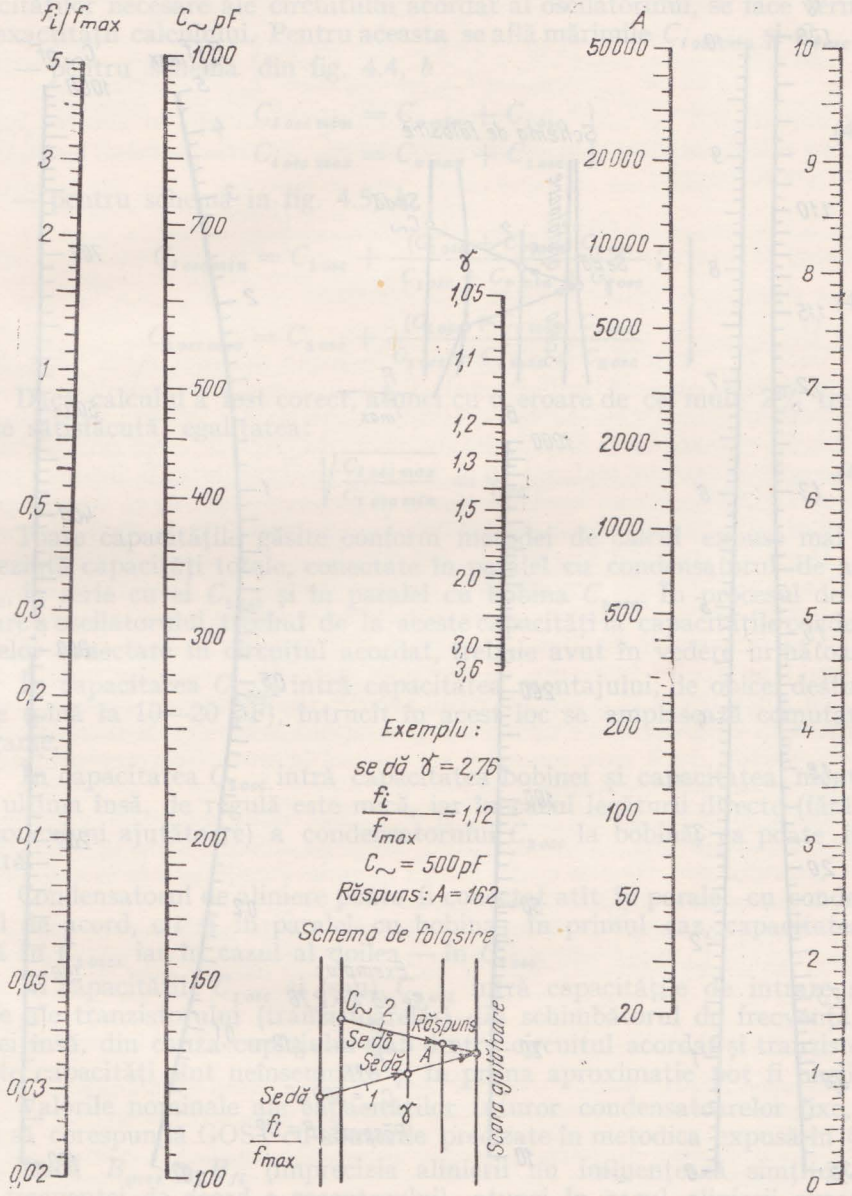


Fig. 4.6. Nomogramă pentru determinarea mărimii *A*.

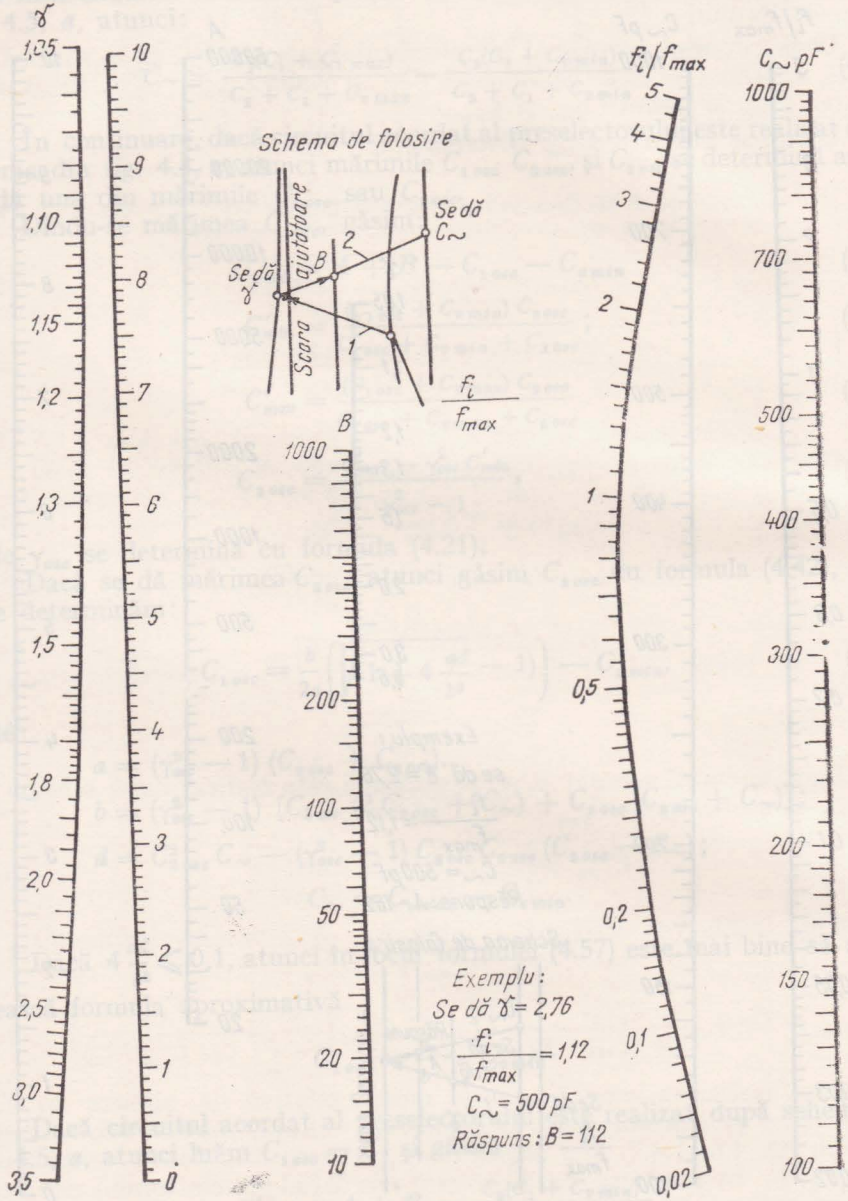


Fig. 4.7. Nomogramă pentru determinarea mărimii B.

Arhiva digitala SaDAng

În cazul alinierii exacte în două sau în trei puncte, după determinarea capacităţilor necesare ale circuitului acordat al oscilatorului, se face verificarea exactităţii calculului. Pentru aceasta se află mărimile $C_{t\,osc\,min}$ şi $C_{t\,osc\,max}$:

— pentru schema din fig. 4.4, *b*

$$\left.\begin{aligned} C_{t\,osc\,mim} &= C_{v\,min} + C_{1\,osc} \\ C_{t\,osc\,max} &= C_{v\,max} + C_{1\,osc} \end{aligned}\right\} \tag{4.60}$$

— pentru schema in fig. 4.5, *b*

$$\left.\begin{aligned} C_{t\,osc\,min} &= C_{3\,osc} + \frac{(C_{1\,osc} + C_{v\,min})\,C_{2\,osc}}{C_{1\,osc} + C_{v\,min} + C_{2\,osc}}; \\ C_{t\,osc\,max} &= C_{3\,osc} + \frac{(C_{1\,osc} + C_{v\,max})\,C_{2\,osc}}{C_{1\,osc} + C_{v\,max} + C_{2\,osc}} \end{aligned}\right\} \tag{4.61}$$

Dacă calculul a fost corect, atunci cu o eroare de cel mult 2% trebuie să fie satisfăcută egalitatea:

$$\sqrt{\frac{C_{t\,osc\,max}}{C_{t\,osc\,min}}} = \gamma_{osc}. \tag{4.62}$$

Toate capacităţile găsite conform metodei de calcul expuse mai sus, reprezintă capacităţi totale, conectate în paralel cu condensatorul de acord $C_{1\,osc}$, în serie cu el $C_{2\,osc}$ şi în paralel cu bobina $C_{3\,osc}$. În procesul de proiectare a oscilatorului, trecînd de la aceste capacităţi la capacităţile condensatoarelor conectate în circuitul acordat, trebuie avut în vedere următoarele:

În capacitatea $C_{1\,osc}$, intră capacitatea montajului, de obicei destul de mare (pînă la 10—20 pF), întrucît în acest loc se amplasează comutatorul de game.

În capacitatea $C_{3\,osc}$ intră capacitatea bobinei şi capacitatea montajului; ultima însă, de regulă este mică, iar în cazul legăturii directe (fără fire de conexiuni ajutătoare) a condensatorului $C_{2\,osc}$ la bobină, ea poate fi neglijată.

Condensatorul de aliniere poate fi conectat atît în paralel cu condensatorul de acord, cît şi în paralel cu bobina; în primul caz, capacitatea lui intră în $C_{1\,osc}$, iar în cazul al doilea — în $C_{3\,osc}$.

În capacităţile $C_{1\,osc}$ şi (sau) $C_{3\,osc}$ intră capacităţile de intrare şi de ieşire ale tranzistorului (tranzistoarelor) din schimbătorul de frecvenţă; de obicei însă, din cauza cuplajului slab dintre circuitul acordat şi tranzistoare, aceste capacităţi sînt neînsemnate şi în prima aproximaţie pot fi neglijate.

Valorile nominale ale capacităţilor tuturor condensatoarelor fixe, trebuie să corespundă GOST cu abaterile precizate în metodica expusă în § 4.3.

Dacă $B_{pres} \gg B_{fi}$ (imprecizia alinierii nu influenţează simţitor asupra frecvenţei de acord a receptorului), atunci în cazul alinierii exacte în trei puncte, trebuie ca pe timpul alinierii receptorului, mai întîi (fără a regla circuitele acordate ale preselectorului) să se obţină cu ajutorul condensa-

torului de aliniere și a miezului mobil al bobinei oscilatorului, ca în pozițiile extreme ale butonului de acord, receptorul să fie acordat pe frecvențele:

$$\left.\begin{aligned} f_{0\,min} &= f_{min} + \Delta f_{al\ nom\ init} \\ f_{0\,max} &= f_{max} - \Delta f_{al\ nom\ fin} \end{aligned}\right\} \tag{4.63}$$

unde indicii „init" și „fin" înseamnă că erorile nominale de aliniere respective, se referă la începutul și sfîrșitul gamei. Valorile acestor erori pot fi găsite cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{al\ nom\ init} &= f_{min}\,\delta f_{al\ nom\ max}\sqrt{\frac{\gamma}{b_c}} \\ \Delta f_{al\ nom\ fin} &= b_c\,\Delta f_{al\ nom\ init} \end{aligned}\right\} \tag{4.64}$$

unde $\delta f_{al\ nom\ max}$ se determină cu nomograma din fig. 4.2.

Dacă B_{prcs} este de același ordin de mărime sau mai mică decît B_{fi} și deci imprecizia alinierii influențează simțitor asupra frecvenței de acord a receptorului, atunci cînd se face reglarea oscilatorului cu procedeul indicat mai sus, pot apare erori suplimentare nedorite. Aceste erori pot fi evitate, dacă se aplică semnalul etalonat nu la intrarea receptorului ci la intrarea schimbătorului de frecvență, evitînd preselectorul și convingîndu-ne că acordul preselectorului nu influențează asupra nivelului semnalului de la ieșirea receptorului.

După ce circuitul acordat al oscilatorului a fost acordat prin procedeul arătat mai sus, trebuie (cu ajutorul condensatorelor de aliniere și al miezurilor mobile ale bobinelor din preselector) să se obțină ca la acordul receptorului pe frecvențele de aliniere exactă f_2 și f_3, preselectorul să fie și el acordat exact pe aceste frecvențe. Și din nou, dacă B_{pres} este de același ordin sau mai mică decît B_{fi}, se pot evita erorile suplimentare, dacă la acordul receptorului pe frecvențele menționate, se aplică semnalul la intrarea etajului schimbător, după care semnalul se comută la intrarea receptorului și se face alinierea preselectorului.

Dacă capacitățile $C_{1\,osc}$, $C_{2\,osc}$ și $C_{3\,osc}$ sînt egale exact cu valorile calculate iar capacitățile variabile C_v din circuitele acordate ale preselectorului și oscilatorului sînt riguros egale, atunci metoda de aliniere indicată, asigură în mod automat o aliniere exactă la frecvența f_1.

Inductanța bobinei circuitului acordat de la oscilator în cazul unei alinieri exacte în două sau trei puncte, poate fi găsite cu formula:

$$L_{c\,osc} = \frac{1}{4\pi^2 (f_{max} + f_i)^2\, C_{t\,osc\,min}} \tag{4.65}$$

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale.* Gama de frecvență și parametrii elementelor din circuitul acordat al preselectorului sînt aceleași ca în exemplul 1 din § 2.2.1 (se presupune că preselectorul este cu un singur circuit acordat), $B_{fi} = 8$ kHz.

Calculul. Folosind datele din tabela 2.3, găsim pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz, $B_{pres}/B_{fi} = 1{,}05$ și 2,54.

De pe curbele din fig. 4.1 pentru $\xi_{pres} = 1$ și pentru raportul B_{pres}/B_{fi} găsit mai sus se deduce $\xi_{al} = 1{,}4$ și 1,2. Cu formula (4.14) obținem $b_c = 2{,}06$. Cu formulele (4.15) determinăm $f_1 = 982$ kHz; $f_2 = 562$ kHz; $f_3 = 1\,550$ kHz.

Arhiva digitala SaDAng

Realizăm circuitul acordat al oscilatorului după schema de principiu din fig. 4.5, b.

Cu formulele (4.27) — (4.29) şi (4.36) — (4.40) determinăm $a = 6{,}06$; $b = 11{,}3$; $c = 6{,}46$; $\varphi = 0{,}911$; $d = 7{,}882$; $L = 44{,}4$; $m = 81{,}73$; $n = 1{,}07$.

Circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.5, *a* şi are (valori nominale) $C_1 = 32$ pF; $C_2 = 3\,618$ pF; $C_3 = C_L = 4$ pF. De aceea, cu formulele (4.49) — (4.51) găsim $C'_{2\,osc} = 447$ pF; $C_{2\,osc} = 397$ pF; $C_{1\,osc} = 35{,}6$ pF; $C_{3\,osc} = 11{,}5$ pF.

Cu formulele (4.61) şi (4.62) calculăm $C_{t\,osc\,min} = 52{,}4$ pF; $C_{t\,osc\,max} = 239{,}5$ pF; $\sqrt{\frac{239{,}5}{52{,}4}} = 2{,}14$. Întrucît conform formulei (4.21) se găseşte $\gamma_{osc} = 2{,}175$, care diferă de valoarea obţinută mai sus cu mai puţin de 1,5%, atunci calculul a fost corect.

Cu formula (4.65) găsim $L_{c\,osc} = 120$ μH.

Exemplul 2. *Date iniţiale.* Gama de frecvenţe şi parametrii elementelor din circuitul acordat al preselectorului sînt aceleaşi ca în exemplul din § 2.3.2 (se presupune că preselectorul este cu un singur circuit acordat), $B_{fi} = 8$ kHz.

Calculul. Folosind datele din tabelul 2.11 găsim pentru frecvenţele 145 şi 420 kHz, $B_{pres}/B_{fi} = 0{,}6$ şi 1,11.

De pe curbele din fig. 4.1 pentru $\xi_{pres} = 1$ şi pentru raportul B_{pres}/B_{fi} găsit mai sus se găseşte $\xi_{al} = 2{,}2$ şi 1,4. Cu formula (4.14), obţinem $b_e = 1{,}18$.

Cu formulele (4.15) determinăm $f_1 = 278$ kHz; $f_2 = 163$ kHz; $f_3 = 402$ kHz.

Realizăm circuitul acordat al oscilatorului după schema de principiu din fig. 4.5, *b*.

Cu formulele (4.27) — (4.29) şi (4.36) — (4.40) calculăm $a = 5{,}81$; $b = 10{,}6$; $c = 5{,}97$; $\varphi = 3{,}2$; $d = 12{,}21$; $l = 19{,}3$; $m = 90$; $n = 3{,}01$.

Circuitul acordat al preselectorului, este realizat după schema din fig. 4.5, *a* şi are (valori nominale) $C_1 = 43$ pF; $C_2 = 4122$ pF; $C_3 = 6$ pF. De aceea luăm $C_{1\,osc} = C_1 = 43$ pF, iar cu formulele (4.49) — (4.57) găsim $C'_{2\,osc} = 162{,}5$ pF; $C_{2\,osc} = 156{,}2$ pF; $C_{1\,osc} = 48{,}8$ pF; $C_{3\,osc} = 30{,}2$ pF.

Cu formulele (4.61) şi (4.62) determinăm $C_{t\,osc\,min} = 72{,}9$ pF; $C_{t\,osc\,max} = 151{,}7$ pF; $\sqrt{\frac{151{,}7}{72{,}9}} = 1{,}44$. Întrucît conform formulei (4.21) se găseşte $\gamma_{osc} = 1{,}45$ care diferă de valoarea obţinută mai sus cu mai puţin de 1%, calculul este exact.

Cu formula (4.65) obţinem $L_{c\,osc} = 447$ μH.

Exemplul 3. *Date iniţiale.* Gama de frecvenţe şi parametrii elementelor din circuitul acordat al preselectorului sînt aceleaşi ca în exemplul 1 din § 2.4.1 (se presupune că preselectorul este cu un singur circuit acordat).

Calculul. Cu formula (4.8) obţinem (pentru frecvenţa 14,8 MHz), $\delta f_{al\,nom\,adm} = 2{,}43 \cdot 10^{-3}$

Cu formulele (4.9) şi (4.10) în cazul alinierii exacte în unul şi în două puncte avem $\delta f_{al\,nom\,max} = 6{,}98 \cdot 10^{-3}$ şi $1{,}35 \cdot 10^{-3}$. Prin urmare, o aliniere exactă într-un punct, nu asigură precizia necesară în timp ce alinierea exactă în două puncte, o asigură. De aceea alegem soluţia alinierii exacte în două puncte.

Circuitul acordat al preselectorului este realizat după schema din fig. 4.5, *a* (schema efectivă este ceva mai complicată, însă ea poate fi uşor redusă la schema fig. 4.5, *a* transformînd reţeaua de capacităţi din stea în triunghi) şi are (valori nominale) $C_1 = 95$ pF; $C_2 = 700$ pF; $C_3 = 10$ pF. De aceea realizăm circuitul oscilant al oscilatorului după schema din fig. 4.5, *b*, iar cu formulele (4.21) — (4.25) găsim $\gamma_{osc} = 1{,}77$; $C_{max} = 322$ pF; $C_{min} = 91{,}4$ pF; $C_{t\,osc\,min} = 108$ pF; $C_{3\,osc} = 16{,}6$ pF.

Cu formulele (4.61) şi (4.62) determinăm $C_{t\,osc\,min} = 108$ pF; $C_{t\,osc\,max} = 338{,}6$ pF; $\sqrt{\frac{338{,}6}{108}} = 1{,}77$. Prin urmare, calculul a fost corect.

Cu formula (4.65) ,găsim $L_{c\,osc} = 0{,}32$ μH.

Exemplul 4. *Date iniţiale.* Gama de frecvenţe şi parametrii elementelor din circuitul acordat al preselectorului sînt aceleaşi ca în exemplul 2 din § 2.4.1 (se presupune că preselectorul este echipat cu un singur circuit acordat).

Calculul. Cu formula (4.8) găsim (pentru frecvenţa 21,85 MHz) $\delta f_{al\,nom\,adm} = 2{,}7 \cdot 10^{-3}$.

Cu formula (4.9) pentru cazul alinierii exacte într-un singur punct obţinem $\delta f_{al\,nom\,max} =$

$2{,}4 \cdot 10^{-2}$. Prin urmare, în cazul respectiv este suficient să se asigure o aliniere într-un punct, și pentru acest motiv toate capacitățile din circuitul acordat al oscilatorului pot fi alese aceleași ca în circuitul acordat al preselectorului.

Condensatoarele de aliniere pot fi eliminate din circuitele acordate ale oscilatorului și preselectorului. Presupunînd că se poate asigura $\Delta C_{t\,min}/C_{t\,min} \leqslant 5\%$ și $\Delta C_{t\,osc}/C_{t\,osc} \leqslant 5\%$ și orientîndu-ne asupra cazului celui mai defavorabil (cînd aceste capacități au abateri maxime în sensuri diferite vom obține cu formula (4.18) $\Delta\gamma_{osc}/\gamma_{osc} = 2{,}25 \cdot 10^{-3}$.

Rezerva necesară de acoperire este $\delta = 1{,}12 \cdot 10^{-3}$ astfel că rezerva luată anterior $\delta = 5 \cdot 10^{-2}$ este suficientă.

Cu formula (4.65) găsim $L_{c\,osc} = 2{,}02$ μH.

Exemplul 5. *Date inițiale.* Gama de frecvențe și datele preselectorului sînt aceleași ca în exemplul din § 3.2.5, adică circuitul de intrare este cu bandă largă, iar după el urmează un etaj amplificator rezonant.

Din formula (4.8) găsim (pentru frecvența de 69,5 MHz) $\delta_{al\,nom\,adm} = 4{,}18 \cdot 10^{-3}$.

Din formulele (4.9) și (4.10), pentru o aliniere exactă într-unul sau în două puncte obținem $\delta_{al\,nom\,max} = 9{,}4 \cdot 10^{-3}$ și $< 1{,}10^{-3}$ Prin urmare, pentru ca eroarea de aliniere să nu depășească pe cea admisibilă, trebuie adoptată soluția alinierii exacte în două puncte.

Ne orientăm asupra variantei *c* (fig. 3.14) de la exemplul din § 3.2.5. În această variantă, circuitul acordat al preselectorului (ARF) este realizat după schema din fig. 4.4, *a* (C_{bl} îl considerăm în scurtcircuit) și are $C_{v\,min} = 8{,}7$ pF; $C_{v\,max} = 14$ pF; $C_1 = 14{,}7$ pF. De aceea realizăm circuitul acordat al oscilatorului după schema din fig. 4.4, *b*, iar cu formulele (4.19) — (4.21) găsim $\gamma_{osc} = 1{,}11$; $C_{t\,osc\,min} = 23$ pF; $C_{1\,osc} = 14{,}3$ pF.

Din formula (4.65) obținem $L_{c\,osc} = 0{,}155$ μH.

Întrucît alinierea exactă trebuie asigurată în două puncte, este necesar să se introducă cîte un condensator de aliniere, în circuitele acordate atît de la oscilator cît și de la ARF.

4.3. Precizări în legătură cu abaterile capacităților condensatoarelor în cazul alinierii exacte în trei puncte

Eroarea suplimentară de aliniere $\Delta f_{al\,disp}$ generată de dispersia (împrăștierea) capacităților condensatoarelor (și a capacităților parazite) ale circuitelor oscilante de la oscilator și de la preselector față de valorile medii, este determinată de valorile acestor abateri și de frecvența de acord. În cazul alinierii exacte în trei puncte, dacă se face alinierea circuitelor așa cum s-a arătat în § 4.2, această eroare are valoarea maximă $\Delta f_{al\,disp\,max}$ la frecvența $f_0 = \sqrt{(f_{min} + f_i)(f_{max} + f_i)} - f_i$ și valori zero, la frecvențele la care pe timpul alinierii receptorului, circuitele acordate ale preselectorului se aliniază exact cu circuitul acordat al oscilatorului.

La proiectare, pot fi cunoscute sau stabilite cu suficientă precizie pentru practică, valorile celor mai mari abateri posibile (a căror probabilitate de depășire este egală cu o valoare mică, dată). Practic însă, la fiecare receptor concret abaterile sînt mărimi întîmplătoare. De aceea și $\Delta f_{al\,disp\,max}$ este în fiecare receptor o mărime întîmplătoare, iar în calcul trebuie luat convențional valoarea ei maximă $\Delta f_{al\,disp\,max\,max}$.

Arhiva digitala SaDAng

Se poate considera

$$\Delta f_{al\ disp\ max\ max.} =$$

$$= 10^3 \cdot \sqrt{a_2\left(\frac{\Delta C_2}{C_2}\right)^2 + \left((a_{2\,osc}\frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}}\right)^2 + \left(a_{2\,osc}\frac{C_{i\,osc}\,\Delta C_{i\,osc}}{C_{2\,osc}\,C_{i\,osc}}\right)^2 + \left(a_{\sim}\frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}}\right)^2 + \Delta_{\sim}^2} \tag{4.66}$$

unde $i = 1$, dacă condensatorul de aliniere intră în $C_{3\,osc}$ și $i = 3$ dacă acest condensator intră în $C_{1\,osc}$; a sînt coeficienții de importanță (de pondere), care determină gradul de influență al abaterilor capacităților respective; $C_{\sim} = C_{v\,max} - C_{v\,min}$; $\Delta_{\sim}$ — mărime ce depinde de abaterile admisibile ale capacităților secțiunilor blocului de condensatoare variabile ΔC_v.

Dacă circuitul acordat al preselectorului este construit după schema din fig. 4.4, *a* ($C_2 = \infty$) atunci primul termen de sub radicalul din relația (4.66) dispare.

Pentru gamele de radiodifuziune de UL și UM, în calcul se pot folosi valorile *a* și $\Delta_{\sim}$ indicate în tabelele 4.1 și 4.2.

Tabelul 4.1

Gama	a_2 [kHz]	$a_{2\,osc}$ [kHz]	$a_{\sim}$ [kHz]
UL	6	30	80
UM	20	20	50

Tabelul 4.2

ΔC_v [pF]	$\Delta_{\sim}$ [kHz]		ΔC_v [pF]	$\Delta_{\sim}$ [kHz]	
	UL	UM		UL	UM
$0{,}5 \cdot 10^{-2}\, C_v + 1$	1,0	5,0	$0{,}5 \cdot 10^{-2}\, C_v + 2$	2,3	11,0
$1{,}0 \cdot 10^{-2}\, C_v + 1$	1,5	6,0	$1{,}0 \cdot 10^{-2}\, C_v + 2$	2,8	13,0
$1{,}5 \cdot 10^{-2}\, C_v + 1$	1,8	7,5	$1{,}5 \cdot 10^{-2}\, C_v + 2$	3,0	15,0
$2{,}0 \cdot 10^{-2}\, C_v + 1$	2,0	10,0	$2{,}0 \cdot 10^{-2}\, C_v + 2$	3,5	18,0

Probabilitatea că $\Delta f_{al\ disp\ max}$ va depăși valoarea $\Delta f_{al\ disp\ max\ max}$ găsită cu formula (4.66) este de 10%, dacă se îndeplinește una din următoarele condiții:

a) dacă ΔC sînt valorile absolute maxime posibile ale dispersiilor capacităților respective, atunci toate dispersiile în limitele $\pm\ \Delta C$ au aceeași probabilitate și toți termenii de sub radical sînt aproximativ egali.

b) dispersiile tuturor capacităților se supun legii lui Gauss, ΔC sînt valorile absolute ale dispersiilor, a căror probabilitate de depășire este de 10%, iar relațiile dintre termenii de sub radical sînt arbitrare.

c) legile de distribuție ale dispersiilor sînt întîmplătoare și necunoscute, ΔC sînt valorile absolute ale dispersiilor a căror probabilitate de depășire este de 10% iar unul din termenii de sub radical este mult mai mare ca suma tuturor celorlalți.

Convențional, valoarea maximă a erorii suplimentare în punctele cele mai defavorabile $\Delta f_{al\,disp\,p\,max}$ poate fi luată egală cu 0,6 $\Delta f_{al\,disp\,max\,max}$ și de aceea practic cele mai mari erori totale de aliniere la începutul și la sfîrșitul gamei pot să fie găsite cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{al\,max\,init} &= \Delta f_{al\,nom\,init} + 0{,}6\,\Delta f_{al\,disp\,max\,max} \\ \Delta f_{al\,max\,fin} &= \Delta f_{al\,nom\,fin} + 0{,}6\,\Delta f_{al\,disp\,max\,max} \end{aligned}\right\} \tag{4.67}$$

unde $\Delta f_{al\,nom\,init}$ și $\Delta f_{al\,nom\,fin}$ se determină cu formulele (4.64).

Pentru a preciza ce valori se admit pentru dispersiile capacităților condensatoarelor, trebuie stabilită înrăutățirea sensibilității reale și a selectivității, la care conduc erorile de aliniere, găsite cu formulele (4.67).

Înrăutățirea sensibilității reale a receptorului din cauza alinierii incorecte (în funcție de faptul că recepția se face cu antenă exterioară sau cu antenă magnetică) poate fi exprimată prin mărimea

$$\nu = \frac{E'_{A\nu}}{E_{A_\nu}} \text{ sau } \frac{E'_\nu}{E_\nu}, \tag{4.68}$$

unde indicii prim, reprezintă valorile pentru $\Delta f_{pres} \neq 0$.

Mărimea ν depinde de: schema circuitului de intrare (cu unul sau cu două circuite acordate); de dezacordul acestui circuit în raport cu semnalul recepționat Δf_{in}; de banda de trecere B_{in}; de coeficientul minim de zgomot al tranzistorului $F_{tr\,min}$; de conductanța generatorului $g_{osc\,opt}$ pentru care se obține acest coeficient de zgomot; de conductanța generatorului g_g pe care o „simte" efectiv tranzistorul la intrarea sa, în cazul acordului exact al circuitului de intrare; de indicele de cuplaj al circuitului acordat al circuitului de intrare cu tranzistorul p_{11}. În cazul circuitului de intrare cu un circuit acordat, se poate considera:

$$\nu = \sqrt{\frac{1}{a}\left(\frac{p_{11}}{1+p_{11}} \cdot \frac{2\,\Delta f_{in}}{B_{in}}\right)^2 + 1}. \tag{4.69}$$

unde

$$a = \begin{cases} \dfrac{2\,F_{tr\,min}}{F_{tr\,min}-1} & \text{pentru } g_g \approx g_{g\,opt} \\ 1 + \dfrac{g_{g\,opt}}{g_g} \cdot \dfrac{2}{F_{tr\,min}-1} & \text{pentru } g_g \gg g_{g\,opt} \\ \left(\dfrac{g_{g\,opt}}{g_g}\right)^2 + \dfrac{g_{g\,opt}}{g_g} \cdot \dfrac{2}{F_{tr\,min}-1} & \text{pentru } g_g \ll g_{g\,opt} \end{cases} \tag{4.70}$$

Arhiva digitala SaDAng

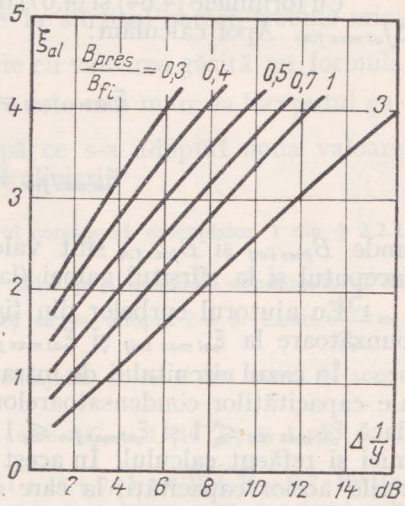


Fig. 4.8. Curbe pentru determinarea valorii $\Delta\frac{1}{y}$ în cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat.

Înrăutățirea selectivității receptorului datorită alinierii inexacte poate fi exprimată prin mărimea $\Delta\frac{1}{y}$ dB, cu care se micșorează atenuarea relativă a canalelor suplimentare de recepție: a frecvenței intermediare, a canalului imagine s.a. (toate atenuările scad puternic cu aceeași mărime).

În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat mărimea $\Delta\frac{1}{y}$ poate fi găsită cu ajutorul curbelor din fig. 4.8.

În cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate, variația mărimilor γ și $\Delta\frac{1}{y}$ în funcție de Δf_{in} este mult mai complicată (în special din cauza necesității de a lua în considerare mărimea cuplajului dintre circuitele acordate). Dar se pot afirma următoarele. Dacă se satisface relația $\Delta f_{in} < 0{,}5\ B_{in}$, atunci influența dezacordului asupra sensibilității reale și a selectivității este mai mică în cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate decît în cazul cu un singur circuit acordat; dacă însă $\Delta f_{in} > 0{,}5\ B_{in}$, atunci din contra influența este mai mare. Pentru a realiza în totalitatea avantajul pe care-l oferă cu privire la selectivitate circuitul de intrare cu două circuite acordate asupra celui cu un singur circuit acordat, trebuie asigurată satisfacerea relației $\Delta f_{in} \leqslant 0{,}5\ B_{in}$. Dacă această condiție este îndeplinită, atunci $\Delta\frac{1}{y} \leqslant 3$ dB iar $\nu \leqslant 1{,}2$, ceea ce se poate considera admisibil.

Cele expuse mai sus, permit să se recomande următoarea ordine de precizare a abaterilor care se referă la capacitățile condensatoarelor.

Se dau abaterile (disponibile) care se consideră acceptabile din considerente economice, iar cu formula (4.66) găsim $\Delta f_{al\ disp\ max\ max}$.

Cu formulele (4.64) și (4.67) determinăm $\Delta f_{al\ nom\ init}$, $\Delta f_{al\ nom\ fin}$, $\Delta f_{al\ max\ init}$ și $\Delta f_{al\ max\ fin}$. Apoi calculăm:

$$\left.\begin{aligned} \xi_{al\ max\ init} &= \frac{\Delta f_{al\ max\ init}}{0{,}5\ B_{pres\ init}} \\ \xi_{al\ max\ fin} &= \frac{\Delta f_{al\ max\ fin}}{0{,}5\ B_{pres\ fin}} \end{aligned}\right\} \tag{4.71}$$

unde $B_{pres\ init}$ și $B_{pres\ fin}$ sînt valorile benzii de trecere a preselectorului la începutul și la sfîrșitul gamei (la f_{min} și f_{max}).

Cu ajutorul curbelor din fig. 4.1 găsim $\xi_{pres\ max\ init}$ și $\xi_{pres\ max\ fin}$, corespunzătoare la $\xi_{al\ max\ init}$ și $\xi_{al\ max\ fin}$.

În cazul circuitului de intrare cu două circuite acordate, abaterile inițiale ale capacităților condensatoarelor pot fi considerate întru totul acceptabile dacă $\xi_{al\ max\ init} \leqslant 1$ și $\xi_{al\ max\ fin} \leqslant 1$. În caz contrar trebuie luate abaterile mai mici și refăcut calculul. În acest caz, în primul rînd trebuie micșorate abaterile acelor capacități, la care corespund sub radicalul din formula (4.66) termenii cei mai mari.

În cazul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, găsim cu ajutorul curbelor din fig. 4.8 mărimile $\left(\Delta \frac{1}{y}\right)_{init}$, și $\left(\Delta \frac{1}{y}\right)_{fin}$ corespunzător la $\xi_{al\ max\ init}$ și $\xi_{al\ max\ fin}$, iar cu formula (4.69) determinăm ν_{init} și ν_{fin}. La această operație, dacă circuitul acordat al circuitului de intrare este singurul circuit acordat al preselectorului, atunci pentru determinarea valorilor ν_{init} și ν_{fin} înlocuim în formulă respectiv $2\Delta f_{in}/B_{in} = \xi_{pres\ max\ init}$ și $\xi_{pres\ max\ fin}$; dacă însă preselectorul conține și un amplificator rezonant. atunci găsim:

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{in\ init} &= \xi_{pres\ max\ inif}\, B_{pres\ init} \\ \Delta f_{in\ fin} &= \xi_{pres\ max\ fin}\, B_{pres\ fin} \end{aligned}\right\} \tag{4.72}$$

Mărimile B_{in}, p_{11} și g_g trebuie de asemenea să corespundă la începutul și la sfîrșitul gamei, iar $g_{g\ opt}$ și $F_{tr\ min}$ pot fi găsite cu formulele (2.35) și (2.36).

Dacă toate mărimile obținute $\Delta \frac{1}{y}$ și ν sînt admisibile atunci abaterile inițiale ale capacităților pot fi considerate întrutotul acceptabile. În caz contrar, trebuie alese abateri mai mici și refăcut calculul.

Dacă valoarea găsită pentru $\Delta \frac{1}{y}$ sau (și) ν la unul din capetele gamei este mult mai mare ca la celălalt, se poate încerca îmbunătățirea situației (adică să se micșoreze $\Delta \frac{1}{y}$ și ν la acest capăt prin o oarecare creștere a sa la celălalt capăt) prin modificarea frecvențelor de aliniere exactă. Pen-

Arhiva digitala SaDAng

tru aceasta, dacă $\Delta \frac{1}{y}$ sau (și) ν este mai mare la sfîrșitul gamei, trebuie micșorată valoarea parametrului b_c în comparație cu valoarea găsită cu formula (4.14); dacă însă din contra, $\Delta \frac{1}{y}$ sau (și) $\Delta \nu$ este mai mare la începutul gamei, atunci trebuie mărită valoarea b_c. După ce s-a adoptat noua valoare pentru b_c, trebuie făcut din nou tot calculul alinierii.

Exemplu *Date inițiale.* Preselectorul și oscilatorul corespund exemplelor 1 din § 2.2.1 și 1 din § 4.2.

Calculul: Întrucît capacitatea $C_{3\,osc}$ este mică (11,5 pF), includem condensatorul de aliniere în $C_{1\,osc}$ (48,8 pF). De aceea în formula (4.66) se va adopta $i = 3$. Luăm $\frac{\Delta C_2}{C_2} = \frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}} = \frac{\Delta C_\sim}{C_\sim} = 5.10^{-2}$. Dispersia capacității montajului poate fi mai mare, de aceea luăm $\frac{\Delta C_{3\,osc}}{C_{3\,osc}} = 0{,}3$. Pentru condensatorul de acord luăm $\Delta C_v = 1 \cdot 10^{-2} C_v + 1$ pF.

Cu formula (4.66) găsim $\Delta f_{al\,disp\,max\,max} = 10^{-3} \sqrt{1 + 16 + 0{,}43 + 6{,}25 + 36} = 7{,}7 \cdot 10^3$ Hz.

Atrage atenția diferența foarte mare a diferiților termeni de sub radical: cel mai mult influențează dispersia dintre capacitățile secțiunilor blocului de condensatoare variabile, după care urmează dispersia $C_{2\,osc}$, în timp ce dispersia $C_{3\,osc}$ joacă un rol neînsemnat.

Cu nomograma din fig. 4.2, pentru $\gamma = 3{,}24$ și $\frac{f_i}{f_{max}} = 0{,}28$ găsim $\delta f_{al\,nom\,max} = 0{,}75\%$, după care cu formulele (4.64) și (4.67) calculăm $\Delta f_{al\,nom\,init} = 4{,}8$ kHz; $\Delta f_{al\,nom\,fin} = 10$ kHz; $\Delta f_{al\,max\,init} = 9{,}4$ kHz; $\Delta f_{al\,max\,fin} = 14{,}6$ kHz.

Cu formulele (4.71) determinăm $\xi_{al\,max\,init} = 2$; $\xi_{al\,max\,fin} = 1{,}44$.

Cu ajutorul curbelor din fig. 4.1, considerînd că raportul B_{pres}/B_{fi} la începutul și sfîrșitul gamei este egal cu 1,05 respectiv 2,54, găsim $\xi_{pres\,max\,init} = 1{,}7$ și $\xi_{pres\,max\,fin} = 1{,}3$.

Întrucît preselectorul conține un singur circuit acordat, atunci din curbele din fig. 4.8 găsim $\left(\Delta \frac{1}{y}\right)_{init} = 6$ dB; $\left(\Delta \frac{1}{y}\right)_{fin} = 5$ dB.

Cu formulele (2.35) și (2.36) obținem $g_{g\,opt} = 5{,}44 \cdot 10^{-3}$ S; $F_{tr\,min} = 1{,}56$.

După cum se vede din tabelul 1.8, la începutul gamei $g_g \ll g_{g\,opt}$ iar sfîrșitul ei $g_g \gg g_{g\,opt}$. Cu formulele corespunzătoare (4.70) găsim pentru începutul și sfîrșitul gamei $a_{init} 55$; $a_{fin} = 1{,}51$.

Acum cu formula (4.69), adoptînd $\frac{2\Delta f_{in}}{B_{in}} = \xi_{pres\,max}$ obținem $\nu_{init} = 1{,}01$; $\nu_{fin} = 1{,}46$.

Rezultatele obținute arată că în exemplul de față este posibil ca din cauza alinierii inexacte să apară, în diferite puncte ale gamei, o scădere simțitoare a selectivității (cu 5—6 dB) și a sensibilității reale (cca de 1,5 ori).

Pentru a evita aceasta, trebuie încercat să se micșoreze abaterile capacităților $C_{2\,osc}$ și C_v.

Luînd $\Delta C_{2\,osc}/C_{2\,osc} = 2{,}10^{-2}$ și $\Delta C_v = 0{,}5 \cdot 01^{-2} + 1$ pF, vom obține $\Delta f_{al\,disp\,max\,max} = 5{,}9$ kHz; $\Delta f_{al\,max\,init} = 8{,}3$ kHz; $\Delta f_{al\,max\,fin} = 1{,}3$ kHz. Aceste valori sînt ceva mai mici ca cele obținute mai înainte, întrucît cea mai mare parte din Δf_{al} o formează în cazul nostru mai ales la sfîrșitul gamei) eroarea nominală $\Delta f_{al\,nom}$ care nu depinde de abaterile capacităților; de aceea, cîștigul de selectivitate se obține numai de ordinul a 1,5 dB. Totuși și un asemenea cîștig poate fi însemnat în practică.

4.4. Precizarea variațiilor admise ale parametrilor elementelor de aliniere din circuitele acordate

Pentru ca în procesul de aliniere, în pozițiile extreme ale butonului de acord, oscilatorul să poată fi acordat astfel ca să se obțină pentru receptor frecvențele de acord $f_{0\,min}$ și $f_{0\,max}$ indicate în § 4.2, este necesar ca miezul mobil al bobinei circuitului acordat să permită variația inductanței cu cel puțin $\pm \Delta L_{c\,osc}$ față de valoarea nominală $L_{c\,osc}$, iar diferența dintre capacitatea maximă și minimă a condensatorului de aliniere trebuie să fie cel puțin egală cu $2\Delta C_{T\,osc}$. Dacă $C_{2\,osc} \neq \infty$, atunci indiferent de numărul de puncte de aliniere exactă, valorile $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}}$ și $\Delta C_{T\,osc}$ pot fi găsite cu următoarele formule:

$$\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} \sqrt{\alpha^2 + \left(d_2 \frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}}\right)^2 + \left(d_i \frac{\Delta C_{i\,osc}}{C_{i\,osc}}\right)^2 + \left(d_\sim \frac{\Delta C_\sim}{C_\sim}\right)^2}; \tag{4.73}$$

$$\Delta C_{T\,osc} = \sqrt{\left(q_1 \frac{\Delta C_{i\,osc}}{C_{i\,osc}} C_{1\,osc}\right)^2 + \left(q_2 \frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}}\right)_2 + \left(q_3 \frac{\Delta C_{3\,osc}}{C_{3\,osc}} C_{3\,osc}\right)^2 + \left(q_\sim \frac{\Delta C_\sim}{C_\sim} C_\sim\right)}. \tag{4.74}$$

În aceste formule α este eroarea relativă constructivă a bobinei $L_{c\,osc}$; $i = 1$, dacă condensatorul de ajustare intră în $C_{3\,osc}$ și $i = 3$ dacă acest condensator intră în $C_{1\,osc}$; C — cele mai mari abateri ale capacităților respective a căror probabilitate de depășire este de 10%), iar pentru acea dintre capacități, în compunerea căreia intră condensatorul de aliniere, ΔC — abaterea maximă a capacității fără luarea în considerare a acestui condensator; d și q — coeficienți de pondere.

Dacă condensatorul de aliniere intră în $C_{3\,osc}$ atunci:

$$d_2 = \frac{2aC_{1\,osc} + C_{2\,osc}}{a(C_{2\,osc} + C_{1\,osc})}; \tag{4.75}$$

$$d_1 = d_2 - \frac{1}{a}; \tag{4.76}$$

$$d_\sim = 1 - \frac{1}{a}; \tag{4.77}$$

$$q_1 = \left[\frac{2a-1}{a^2(\gamma_{osc}^2 - 1)} + 1\right] \left(\frac{C_{2\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{1\,osc}}\right)^2; \tag{4.78}$$

$$q_2 = \frac{d_2 C_{2\,osc}}{a(C_{2\,osc} + C_{1\,osc})(\gamma_{osc}^2 - 1)} - \left(\frac{C_{1\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{1\,osc}}\right)^2; \tag{4.79}$$

$$q_2 = ; \tag{4.80}$$

$$q_\sim = \frac{C_{2\,osc}^2 (a-1)}{a^2(C_{2\,osc} + C_{1\,osc})\, C_\sim (\gamma_{osc}^2 - 1)} \tag{4.81}$$

Arhiva digitala SaDAng

unde

$$a = \frac{C_{2\,osc} + C_{1\,osc} + C_{\sim}}{C_{\sim}}. \tag{4.82}$$

Dacă condensatorul de ajustare intră în $C_{1\,osc}$, atunci

$$d_{\sim} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(C_{2\,osc} + C_{3\,osc})^2 C_{\sim}^2}{C_{2\,osc}^4} + 2\,\frac{(C_{2\,osc} + C_{3\,osc})\,C_{\sim}\,(\gamma_{osc}^2 + 1)}{C_{2\,osc}^2\,(\gamma_{osc}^2 - 1)}}} \tag{4.83}$$

$$d_2 = \left(1 - d_{\sim}\,\frac{C_{2\,osc} + 2C_{3\,osc}}{C_{2\,osc}}\right)\frac{C_{2\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{3\,osc}}; \tag{4.84}$$

$$d_3 = (1 + d_{\sim})\,\frac{C_{3\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{3\,osc}}; \tag{4.85}$$

$$q_1 = 1 \tag{4.86}$$

$$q_2 = v\,\frac{(C_{2\,osc} + C_{1\,osc})\,(C_{2\,osc} + 2C_{3\,osc})}{C_{2\,osc}\,(C_{2\,osc} + C_{3\,osc})} - 1; \tag{4.87}$$

$$q_3 = v\,\frac{C_{2\,osc} + C_{1\,osc}}{C_{2\,osc} + C_{3\,osc}} \tag{4.88}$$

$$q_{\sim} = (1 - v)\,\frac{C_{2\,osc} + C_{1\,osc}}{C_{\sim}}; \tag{4.89}$$

$$v = 1 - d_{\sim}\,\frac{C_{1\,osc}\,C_{2\,osc} + C_{2\,osc}\,C_{3\,osc} + C_{3\,osc}\,C_{1\,osc}}{C_{2\,osc}^2} \tag{4.90}$$

În ambele cazuri γ_{osc} se determină cu formula (4.21).

Dacă $C_{2\,osc} = \infty$, atunci indiferent de numărul punctelor de aliniere exactă (unul sau două):

$$\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}}\right)^2}; \tag{4.91}$$

$$\Delta C_{T\,osc} = \sqrt{\left(\frac{\Delta C_{1\,osc}}{C_{1\,osc}}\,C_{1\,osc}\right)^2 + \left(\frac{1}{\gamma_{osc}^2 - 1}\cdot\frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}}\,C_{\sim}\right)^2} \tag{4.92}$$

Dacă alinierea exactă se face într-un punct, iar în circuitul acordat nu există condensatoare de aliniere, atunci pentru $C_{2\,osc} \neq \infty$

$$\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{C_{3\,osc}}{C_{t\,osc\,min}}\cdot\frac{\Delta C_{3\,osc}}{C_{3\,osc}}\right)^2 + \left(aC_{1\,osc}\,\frac{C_{1\,osc}}{C_{1\,osc}}\right)^2 + \left(aC_{\sim}\,\frac{\Delta C_{\sim}\,1}{C_{\sim}\,1}\right)^2 + \left[a\,\frac{(C_{1\,osc} + C_{\sim}\,1)^2}{C_{2\,osc}}\,\frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}}\right]^2} \tag{4.93}$$

unde

$$a = \frac{C_{2\,osc}^2}{C_{t\,osc\,min}\,(C_{2\,osc} + C_{1\,osc} + C_{\sim 1})^2}; \tag{4.94}$$

$C_{\sim 1} = C_{v1} - C_{v\,min}$; C_{v1} este capacitatea condensatorului variabil, care conform calculelor trebuie să corespundă frecvenței de aliniere exactă.

Dacă $C_{2\,osc} = \infty$, atunci:

$$\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{\Delta C_{1\,osc}}{C_{1\,osc}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}}\right)^2} \tag{4.95}$$

În cazul folosirii miezurilor din ferită, se poate considera $\alpha = 0{,}2$, iar în cazul folosirii miezurilor din fier-carbonil, $\alpha = 0{,}05$.

Pentru circuitele acordate ale preselectorului se poate considera aproximativ:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta L_c}{L_c} &= 1{,}3\,\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} \\ \Delta C_T &= 1{,}3\,\Delta C_{T\,osc} \end{aligned}\right\} \tag{4.96}$$

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale.* Parametrii circuitului acordat al oscilatorului sînt aceiași ca în exemplul 1 din § 4.2, adică $C_{1\,osc} = 35{,}6$ pF; $C_{2\,osc} = 397$ pF; $C_{3\,osc} = 11{,}5$ pF; $C_{\sim} = 490$ pF $\gamma_{osc} = 2{,}175$.

Calculul. Includem condensatorul de aliniere în $C_{1\,osc}$ și cu formulele (4.83) (4.90) găsim: $d_{\sim} = 0{,}325$; $d_2 = 0{,}64$; $d_3 = 0{,}0373$; $q_1 = 1$; $v = 0{,}961$; $q_2 = 0{,}037$; $q_3 = 1{,}01$; $q = 0{,}034$. Luăm $\frac{\Delta C_{1\,osc}}{C_{1\,osc}} = \frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}} = \frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}} = 5 \cdot 10^{-2}$; $\frac{\Delta C_{3\,osc}}{C_{3\,osc}} = 0{,}3$ iar cu formulele (4.73) și (4.73) determinăm pentru $\alpha = 0{,}2$, $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = 20{,}4\%$; pentru $\alpha = 5 \cdot 10^{-2}$ $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = 6{,}2\%$; $\Delta C_{T\,osc} = 4{,}1$ pF.

După cum se vede, pentru o mare eroare de construcție a bobinei $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} \approx \alpha$ în timp ce pentru o eroare de construcție relativ mică $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}}$ este mult mai mare ca α.

Exemplul 2. *Date inițiale.* Parametrii circuitului acordat de la oscilator sînt aceiași ca în exemplul 3 din § 4.2, adică $C_{1\,osc} = 95$ pF; $C_{2\,osc} = 700$ pF; $C_{3\,osc} = 16{,}6$ pF; $C_{\sim} = 490$ pF; $\gamma_{osc} = 1{,}77$.

Calculul. Includem condensatorul de aliniere în $C_{3\,osc}$ și cu formulele (4.75) — (4.82) găsim $a = 2{,}62$; $d_2 = 0{,}578$; $d_1 = 0{,}198$; $d_{\sim} = 0{,}62$; $q_1 = 1$; $q_2 = 0{,}075$; $q_3 = 1$; $q_{\sim} = 0{,}138$. Luăm $\frac{\Delta C_{1\,osc}}{C_{1\,osc}} = \frac{\Delta C_{2\,osc}}{C_{2\,osc}} = \frac{\Delta C_{\sim}}{C_{\sim}} = 5 \cdot 10^{-2}$, $\frac{\Delta C_{3\,osc}}{C_{3\,osc}} = 0{,}3$ și cu formulele (4.73) și (4.74) determinăm (pentru $\alpha = 0{,}2$) $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = 20{,}4\%$ pentru $\alpha = 5\%$ $\frac{\Delta L_{c\,osc}}{L_{c\,osc}} = 6{,}6\%$; $\Delta C_{1\,osc} = 8{,}1$ pF.

4.5. Calculul oscilatorului și al oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant, pentru gamele UL, UM și US

Cînd se alege schema și se calculează oscilatorul separat sau oscilatorul din schimbătorul de frecvență autooscilant trebuie avute în vedere următoarele considerente.

Arhiva digitala SaDAng

Oscilația trebuie să fie stabilă, iar amplitudinea tensiunii oscilatorului aplicată între emitorul și baza tranzistorului amestecător trebuie să fie astfel încît coeficientul de amplificare al schimbătorului să fie destul de mare și stabil.

Se recomandă ca valoarea minimă a acestei tensiuni să nu fie mai mică de 50 mV (valoarea amplitudinii).

În schimbătorul de frecvență cu oscilator separat, se recomandă să se ia aceeași valoare ca minimum admisibilă pentru tensiunea dintre emitorul și baza tranzistorului oscilator.

Valoarea instantanee (față de bază) a tensiunii negative de colector al tranzistorului (pnp) schimbător de frecvență autooscilant, ca și tensiunile de colector de la tranzistoarele amestecător și oscilator în cazul oscilatorului separat, nu trebuie să fie niciodată mai mici de 0,1—0,2 V (în valoare absolută), adică trebuie să lucreze cu un regim de tensiune scăzută. Dacă tensiunile de colector se apropie de zero sau dacă la colector apare o tensiune pozitivă față de bază (regim critic sau de saturație) atunci se produce (în mod nedorit) o însemnată creștere a conductanței admitanței de ieșire a tranzistorului, din care cauză se micșorează coeficientul de amplificare al schimbătorului de frecvență și se reduce stabilitatea frecvenței.

Trebuie luate măsuri pentru preîntîmpinarea apariției oscilațiilor parazite. Unul dintre procedeele posibile de prevenire a apariției oscilațiilor parazite pe frecvențe care depășesc cu mult pe cele de lucru, este folosirea reacției cu ajutorul unei mici bobine suplimentare $L_{c\,t\,osc}$ conectată în circuitul acordat al oscilatorului și necuplată inductiv cu bobina principală a circuitului acordat $L'_{c\,osc}$ (fig 4.9—4.12).

Factorul de calitate al circuitului acordat de la oscilator trebuie să fie cît mai mare, întrucît aceasta permite creșterea stabilității frecvenței. Nu trebuie obținută scăderea amplifitudinii tensiunii de colector pe calea scăderii artificiale a factorului de calitate a circuitului acordat prin șuntarea acestuia cu rezistențe.

De regulă nu se recomandă să se folosească schema de alimentare în paralel a colectorului printr-o rezistență.

Pentru acele valori ale factorilor de calitate și ale capacităților circuitului acordat, care se întîlnesc practic în gamele de unde lungi, medii și scurte, trebuie să se ia coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de colector cu mult mai mic decît unitatea pentru a se evita regimul de saturație. Cel mai avantajos este de regulă cuplajul prin transformator.

Defazarea necesară se poate asigura printr-o alegere corespunzătoare a sensului spirelor de la bobina $L_{t\,c\,osc}$ (fig. 4.9—4.12).

Datele de pornire pentru calculul oscilatorului separat sau al oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant sînt: schema de principiu a schimbătorului; schema de principiu a circuitului acordat al oscilatorului și valorile inductanței $L_{c\,osc}$ și a tuturor capacităților ($C_{1\,osc}$, $C_{2\,osc}$ și $C_{3\,osc}$) obținute la calculul alinierii; frecvențele f_{min}, f_{max} și f_i; parametrii tranzisto-

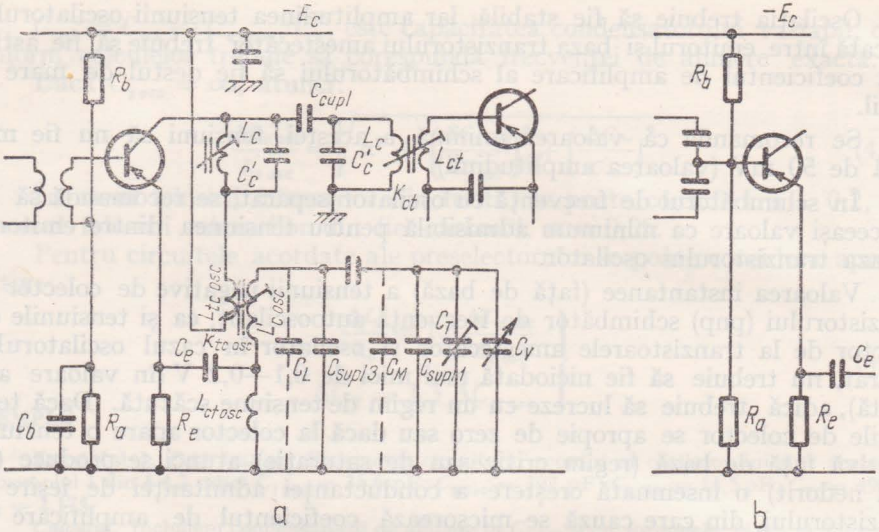


Fig. 4.9. Scheme ale schimbătorului de frecvență autooscilant la care se folosește reacția negativă pentru a evita apariția oscilațiilor parazite:
a — schemă cu intrarea prin transformator; *b* — schemă cu intrarea prin divizor, capacitiv.

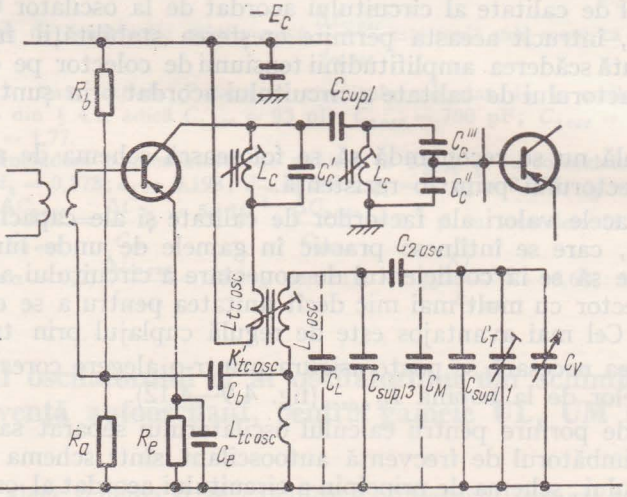


Fig. 4.10. Schemă a schimbătorului de frecvență autooscilant cu reacție negativă pentru evitarea apariției oscilațiilor parazite.

Arhiva digitala SaDAng

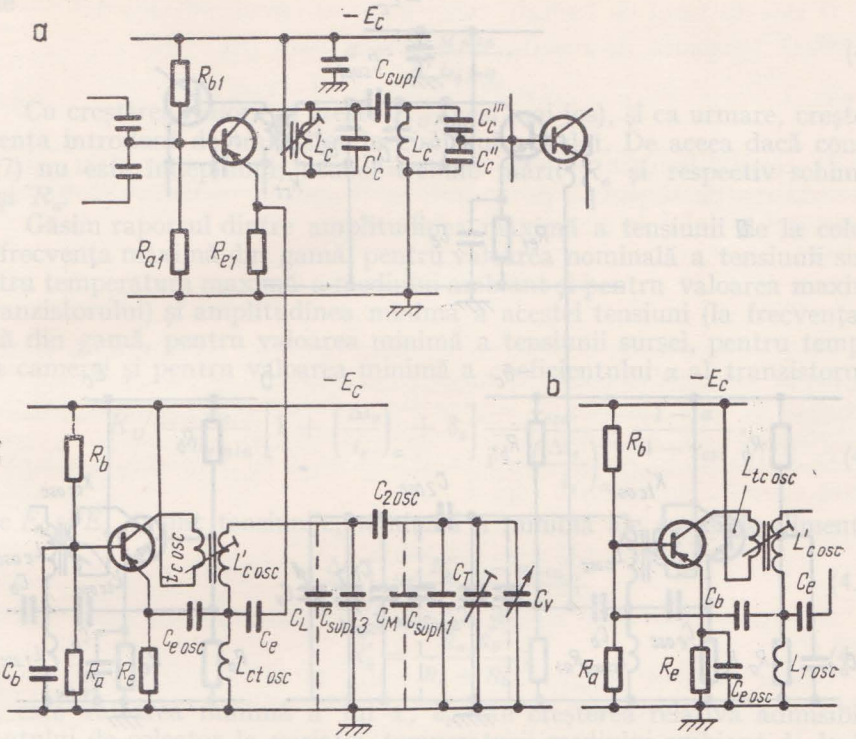


Fig. 4.11. Scheme ale schimbătorului de frecvență cu reacție negativă la oscilator pentru a evita apariția oscilațiilor parazite.

a — reacția aplicată la emitor; *b* — reacția aplicată la bază.

rului, necesari la calculul rezistențelor din circuite de alimentare (α_{min}, I_{co}, τ, J_{0e}); temperatura maximă a mediului ambiant t_{max}; variațiile admisibile relative ale curentului de emitor datorită dispersiei valorii α și variației temperaturii de la + 20°C pînă la t_{max} (δ_α și δ_t); tensiunile normală E_c și minimă $E_{c\,min}$ ale sursei de alimentare la care oscilațiile nu trebuie să se întrerupă; factorul de calitate de gol maxim Q_{max}; capacitățile bobinei C_L și montajului C_M.

Tranzistorul pentru schimbătorul de frecvențe autooscilant și pentru oscilatorul separat se recomandă să fie ales în așa fel încît frecvența sa maximă de oscilație să fie de 5—10 ori mai mare decît frecvența maximă de lucru a oscilatorului. Numai dacă se îndeplinește această condiție, metodica de calcul prezentată mai jos este suficient de exactă.

Calculul începe cu alegerea componentei continue a curentului de emitor, în absența oscilației (în absența reacției) $i_{e_0\,init}$ și a amplitudinii minime a tensiunii emitor-bază $U_{e\,M\,min}$. Se recomandă să se ia $i_{e_0\,init} = 0{,}5 - 1$ mA; $U_{e\,M\,min} = 50 - 100$ mV.

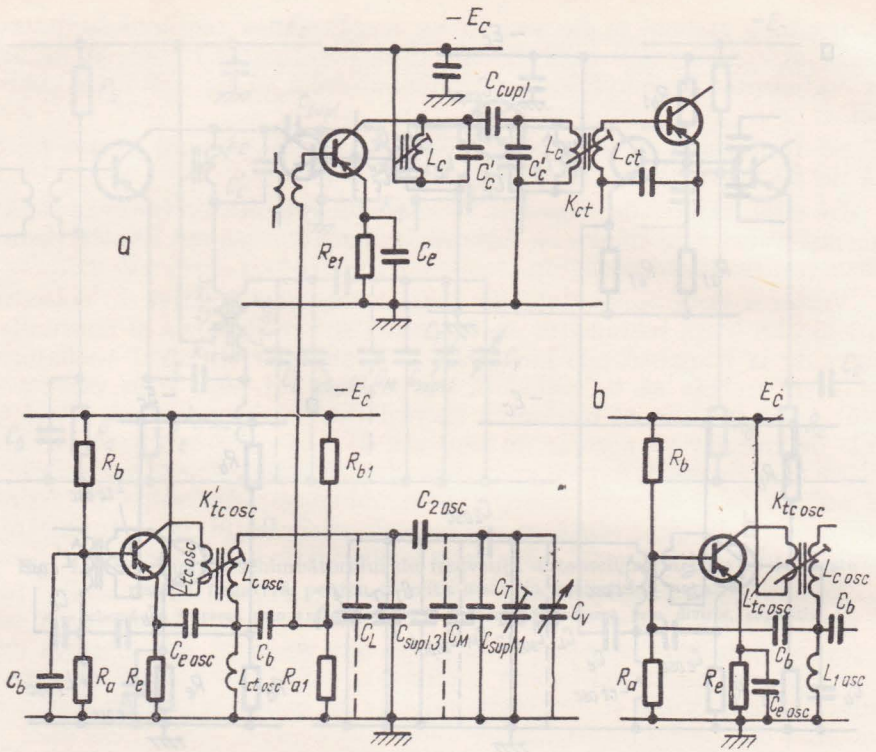


Fig. 4.12. Scheme ale schimbătorului de frecvență cu reacție negativă la oscilator pentru a evita apariția oscilațiilor parazite.

a — reacția aplicată la emitor; *b* — reacția aplicată la bază.

Cu micșorarea valorii $i_{e_0\,init}$ în schimbătorul de frecvențe autooscilant, se micșorează panta de conversie $y_{21\,conv}$, iar în oscilatorul separat crește amortizarea introdusă în circuitul acordat de către amestecător. Creșterea valorii $i_{e0\,init}$ peste 1 mA, duce la creșterea nedorită a consumului de energie electrică de la sursă fără să aibă avantaje însemnate.

Scăderea valorii $U_{e\,M\,min}$ duce la micșorarea stabilității oscilației, iar în schimbătorul de frecvență autooscilant duce și la micșorarea pantei de conversie la capătul gamei cu lungimea mai mare de undă, atunci cînd se micșorează tensiunea de alimentare. Creșterea valorii $U_{e\,M\,min}$ peste 100 mV, fără a avea vreun avantaj, duce la creșterea rezistenței introduse în circuitul acordat din circuitul emitor-bază.

După alegerea valorilor $i_{e_0\,init}$ și $U_{e\,M\,min}$ se efectuează calculul rezistențelor din circuitele de alimentare a emitorului și bazei R_e, R_b, R_a conform celor arătate în § 9.2. Dar independent de rezultatele acestui calcul, trebuie îndeplinită condiția:

$$a \leqslant 0{,}1 - 0{,}15, \qquad (4.97)$$

Arhiva digitala SaDAng

unde

$$a = \frac{U_{e\,M\,min}}{R'_e\, i_{e_0\,init}}. \tag{4.98}$$

Cu creșterea valorii a, crește K_U (vezi mai jos), și ca urmare, crește rezistența introdusă de tranzistor în circuitul acordat. De aceea dacă condiția (4.97) nu este îndeplinită, atunci trebuie mărit R_e și respectiv schimbate R_b și R_a.

Găsim raportul dintre amplitudinea maximă a tensiunii de la colector (la frecvența maximă din gamă, pentru valoarea nominală a tensiunii sursei, pentru temperatura maximă a mediului ambiant și pentru valoarea maximă α a tranzistorului) și amplitudinea minimă a acestei tensiuni (la frecvența minimă din gamă, pentru valoarea minimă a tensiunii sursei, pentru temperatura camerei și pentru valoarea minimă a coeficientului α al tranzistorului):

$$K_U = \frac{E_c}{E_{c\,min}} \left[1 + \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha + \delta_t\right] \frac{\gamma_{osc}}{1 - \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha} \frac{1-a}{1-\gamma_{osc}}, \tag{4.99}$$

unde E_c și $E_{c\,min}$ sînt tensiunile, nominală și minimă ale sursei de alimentare;

$$\left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha = \frac{R'_b}{R_e} \frac{1-\alpha_{min}}{2}; \tag{4.100}$$

$$R'_b = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b}; \tag{4.101}$$

α_{min} este valoarea minimă a lui α; δ_t este creșterea relativă admisibilă a curentului de colector la variația temperaturii mediului ambiant de la 20°C pînă la valoarea maximă (acceptată la calculul rezistențelor din circuitele de alimentare); γ_{osc} se determină cu formula (4.21).

Găsim valoarea maximă admisibilă a amplitudinii tensiunii de colector:

— la schema schimbătorului de frecvență autooscilant:

$$U_{c\,M\,max} = 0{,}6(E_c - i_{e_0\,max} R_e - 0{,}5); \tag{4.102}$$

— pentru oscilator separat:

$$U_{c\,M\,max} = E_c - i_{e_0\,max} R_e - 0{,}5, \tag{4.103}$$

unde

$$i_{e_0\,max} = i_{e_0\,init}\left[1 + \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha + \delta_t\right] + \frac{U_{e\,M\,min} K_U}{R_e}. \tag{4.104}$$

Găsim factorul de calitate al circuitului acordat, avînd în vedere rezistența introdusă în acesta din partea circuitului emitor-bază.

În cazul schimbătorului de frecvență autooscilant, la care tensiunea de reacție se aplică la emitor (fig. 4.9):

$$Q' = Q\left(1 - \frac{U_{e\,M\,min}}{U_{c\,M\,max}} K_U\right), \tag{4.105}$$

unde Q este factorul de calitate constructiv al circuitului acordat.

Dacă tensiunea de reacție se aplică pe bază (fig. 4.10)

$$Q' = Q\left(1 - \frac{U_{e\,M\,min}}{U_{c\,M\,max}} K_U \frac{1-\alpha_{min}}{2}\right). \tag{4.106}$$

În cazul schimbătorului de frecvență cu oscilator separat, la care tensiunea de reacție se aplică pe emitor, iar tensiunea oscilatorului se aplică pe emitorul etajului de amestec (fig. 4.12, *a*):

$$Q' = Q\left(1 - 2\frac{U_{e\,M\,min}}{U_{c\,M\,max}} K_U\right). \tag{4.107}$$

Dacă tensiunea de reacție se aplică la bază, iar tensiunea oscilatorului se aplică pe emitorul etajului de amestec (fig. 4.12, *b*) sau invers — tensiunea de reacție se aplică la emitor, iar tensiunea oscilatorului, la baza etajului de amestec (fig. 4.11, *a*) calculul se face cu formula (4.105).

Dacă tensiunea de reacție se aplică la bază iar tensiunea oscilatorului la bază etajului de amestec (fig. 4.11, *b*):

$$Q' = Q\left[1 - \frac{U_{e\,M\,min}}{U_{c\,M\,max}} K_U\,(1-\alpha_{min})\right]. \tag{4.108}$$

Se recomandă să se aleagă o schemă la care Q' nu este mai mici de 0,8 Q.

Găsim valoarea minimă a componentei de curent continuu a curentului de emitor cînd oscilația există:

$$i_{e0\,min} = i_{e0\,inif}\frac{E_{c\,min}}{E_c}\left[1 - \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_{\alpha}\right] + \frac{U_{e\,M\,min}}{R_e}. \tag{4.109}$$

Apoi determinăm aplitudinea minimă a curentului colectorului:

$$I_{c\,M\,min} = 1{,}6\; i_{e0\,min} \tag{4.110}$$

Valoarea minimă a impedanței echivalente la rezonanță a circuitului acordat:

$$R_{e0\,min} = 2\pi f_{osc\,min} L_{c\,osc} Q', \tag{4.111}$$

unde

$$f_{osc\,min} = f_{min} + f_i;$$

coeficienții de conectare a circuitului acordat la circuitul de colector $p_{2\,osc}$ și la circuitul de emitor sau de bază $p_{1\,osc}$:

$$p_{2\,osc} = \sqrt{\frac{U_{c\,M\,max}}{I_{c\,M\,min} K_U R_{0e\,min}}}; \tag{4.112}$$

$$p_{1\,osc} = p_{2\,osc}\frac{U_{e\,M\,min}}{U_{c\,M\,max}} K_U; \tag{4.113}$$

Arhiva digitala SaDAng

inductanțele bobinelor:

$$L_{tc\,osc} = L_{c\,osc} p'_{1\,osc}; \tag{4.114}$$

$$L_{tc\,osc} = L_{c\,osc} \frac{p^2_{2\,osc}}{K^2_{t\,c\,osc}(1 - p_{1\,osc})}, \tag{4.115}$$

unde $k_{t\,c\,osc}$ este coeficientul de cuplaj între bobinele $L_{t\,c}$ și $L'_{t\,c\,osc}$.

În toate schemele din fig. 4.9 — 4.12 trebuie îndeplinite condițiile:

$$C_e \geqslant \frac{1}{(10 - 20)\pi f_{min}} \tag{4.116}$$

$$C_b \geqslant \frac{1 - \alpha_{min}}{(10 - 20)\pi f_{min}}. \tag{4.117}$$

Îndeplinirea acestor condiții, asigură obținerea unei pante de conversie mari, iar în schemele din fig. 4.9 și 4.10 în afară de aceasta se obține și micșorarea influenței capacităților C_e și C_b asupra funcționării oscilatorului.

În schemele din fig. 4.11, trebuie îndeplinite condițiile:

$$C_{e\,osc} \geqslant \frac{(5 - 20)\, I_{c\,M\,min}}{2\pi f_{osc\,min} U_{e\,M\,min}}; \tag{4.118}$$

$$C_{b\,osc} \geqslant \frac{(1 - \alpha_{min})(5 - 20)\, I_{c\,M\,min}}{2\pi f_{osc} U_{c\,M\,min}}. \tag{4.119}$$

Prin îndeplinirea acestor condiții se asigură o influență scăzută a capacităților $C_{e\,osc}$ și $C_{b\,osc}$ asupra funcționării oscilatorului.

Pentru a evita necesitatea de a comuta condensatoarele $C_{e\,osc}$; $C_{b\,osc}$; C_e și C_b la trecerea de pe o gamă pe alta, condițiile (4.116) — (4.119), trebuie îndeplinite pe gama cu cele mai mari lungimi de undă.

Cînd se face alinierea oscilatorului sau a schimbătorului de frecvență autooscilant, trebuie avut în vedere că dacă în circuitul de colector este asigurat un regim de tensiune scăzută, atunci apariția oscilației duce la creșterea componentei continui a curentului de emitor și a celui de colector. La apariția oscilației componenta continuă a curentului de bază, poate fie să crească (dacă α nu se modifică sau scade cu creșterea curentului de emitor), fie să se micșoreze (dacă α crește, cu creșterea curentului de emitor).

După metodica din § 4.3, stabilim abaterile admisibile ale $C_{1\,osc}$ și $C_{3\,osc}$ față de valorile nominale.

După metodica din § 4.4, stabilim limitele necesare de variație a inductanței $L_{c\,osc}$ și a capacității condensatorului de aliniere din circuitul acordat al oscilatorului și alegem condensatorul de aliniere.

Pentru toate schemele din fig. 4.9 — 4.12, găsim:

$$C_{supl\,1} = C_{1\,osc} - C_M - C_{T\,med}; \tag{4.120}$$

$$C_{supl\,3} = C_{3\,osc} - C_L, \tag{4.121}$$

unde $C_{1\,osc}$ și $C_{3\,osc}$ sînt valorile capacităților găsite la calculul alinierii (§ 4.2); $C_{T\,med}$ este capacitatea medie a condensatorului de aliniere.

Alegem din GOST pentru $C_{1\,supl}$ și $C_{2\,osc}$ (valoarea găsită la calculul alinierii) și $C_{supl\,3}$, cele mai apropiate valori față de valorile găsite.

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale.* Schimbătorul este realizat după schema din fig. 8.9, *b*. Gama de frecvențe și parametrii elementelor circuitului acordat al oscilatorului sînt aceleași ca în exemplul 1 din § 4.2. Tranzistorul are următoarele date: $\alpha_{min} = 0{,}97$; $I_{c0} = 2\,\mu A$; $\tau = 10°$; $J_{0e} = 0{,}04\ \mu A$; $t_M = +\,50°C$; $\delta_\alpha = 0{,}1$; $\delta_t = 0{,}2$; $E_c = 8$ V; $E_{c\,min} = 6$ V. Ca și la preselector, $Q_{max} = 100$; $C_L = 4pF$; $C_M = 10$ pF.

Calculul. Alegem $i_{e0\,init} = 1mA$; $U_{e\,M\,min} = 75$ mV.

Cu formuala (10.10) obținem $\nu \leqslant 6{,}7$. Adoptăm $\nu = 4$.

Cu formulele (10.13) și (10.21) — (10.25) calculăm $R'_e \geqslant 1\,240\ \Omega$; pentru $R'_e = 1\,240\ \Omega$, $R'_b = 4\,960\ \Omega$, $\xi = 5{,}12$; $R_e = 1\,240\ \Omega$; $R_b = 25\,400\ \Omega$; $R_a = 6\,170\ \Omega$.

Conform formulei (4.98) găsim $a = 6 \cdot 10^{-2}$, astfel că condiția (4.97) este îndeplinită. Prin urmare, ne putem stabili pentru rezistențe la valorile găsite. De aceea luăm $R_e = 1{,}2\ k\Omega \pm 10\%$; $R_a = 6{,}8\ k\Omega \pm 10\%$; $R_b = 27\ k\Omega \pm 10\%$;

Cu formulele (4.101) — (4.99) găsim $R'_b = 5{,}35\ k\Omega$; $(\Delta i_e/i_e)_\alpha = 6{,}7 \cdot 10^{-2}$; $K_U = 4{,}25$.

Cu formulele (4.104), (4.102), (4.105), și (4.109) — (4.115) determinăm $i_{e0\,max} = 1{,}53 \cdot 10^{-3}$A; $U_{c\,M\,max} = 3{,}4$ V; $Q' = 90{,}6$; $i_{eo\ min} = 0{,}762 \cdot 10^{-3}$A; $I_{cM\ min} = 1{,}22$mA; $R_{0e\,min} = 66{,}5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$; $p_{2\,osc} = 0{,}1$, $\cdot\, p_{1\,osc} = 9{,}4 \cdot 10^{-3}$, $L_{c\,tosc} = 1{,}07\mu H$; pentru $k_{t\,c\,osc} = 0{,}8$, $L_{t\,c\,osc} = 1{,}8\ \mu H$

Conform formulei (4.116) obținem $C_e \geqslant (1{,}92 - 0{,}96) \cdot 10^{-8}$ F. Adoptăm $C_e = 33\ nF \pm \pm 20\%$.

În exemplul 1 din § 4.2, la calculul alinierii s-a obținut $C_{1\,osc} = 35{,}6$ pF; $C_{2\,osc} = 397$ pF; $C_{3\,osc} = 11{,}5$ pF. În exemplul 1 din § 4.3 s-a arătat că abaterea capacității $C_{2\,osc}$ față de valoarea nominală nu trebuie să depășească $\pm$ 5%, în timp ce pentru $C_{3\,osc}$ ea poate să fie chiar $\pm$ 30%. În exemplul 1 din § 4.4 s-a obținut $C_{T\,osc} = 4{,}1$ pF. De aceea luăm $C_{2\,osc} = 390$ pF $\pm$ 5%. Cu formula (4.121) găsim $C_{supl\,3} = 7{,}5$ pF. Adoptăm pentru valoarea medie a capacității condensatorului de aliniere valoarea $C_{T\,med} = 13{,}6$ pF (aproape ca și în circuitul acordat al preselectorului, unde s-a adoptat $C_{T\,med} = 11$ pF), iar cu formula (4.120), determinăm $C_{supl\,1} = 22$ pF. Alegem $C_{supl\,3} = 6{,}8$ pF $\pm$ 20%; $C_{supl\,1} = 22$ pF $\pm$ 20%.

Exemplul 2. *Date inițiale.* Schimbătorul de frecvență este realizat după schema din fig. a.12, *a*. Gama de frecvență și parametrii elementelor circuitului acordat al oscilatorului, sînt aceleași ca și în exemplul 4 din § 4.2. Tranzistorul, ca și în exemplul 1, are următoarele date caracteristice. $\alpha_{min} = 0{,}97$; $I_{c0} = 2\mu A$; $\tau = 10°$; $J_{0e} = 0{,}04\ \mu A$; $t_M = +\,50°C$; $\delta_\alpha = 0{,}1$; $\delta_\tau = 0{,}2$; $F_c = 8V$; $E_{c\,min} = 6V$. Ca și la preselector, $Q_{max} = 140$; $C_L = 3$ pF; $C_M = 10$ pF.

Calculul. Alegem $i_{e0\,init} = 1mA$; $U_{e\,M\,min} = 75$ mV și ca în exemplul 1 găsim $R_e = 1\,240\ \Omega$ $R_b = 25\,400\ \Omega$; $R_a = 6\,170\ \Omega$ și adoptăm $R_a = 1{,}2\ k\Omega \pm 10\%$; $R_a = 6{,}8\ k\Omega + 10\%$; $R_b = 27\ k\Omega \pm 10\%$; Cu formulele (4.101) și (4.100), ca și în exemplul 1, obținem $R'_b = 5{,}75\ k\Omega$ și $(\Delta i_e/i_e)_\alpha = -\,6{,}7 \cdot 10^{-2}$.

Cu formula (4.99), considerînd $\gamma_{osc} = 1$ găsim $K_U = 1{,}8$.

Cu formulele (4.104), (4.103) și (4.107) determinăm $i_{e\,0\,min} = 1{,}38 \cdot 10^{-3}$ A, $U_{c\,M\,max} = 5{,}8$V; $Q' = 134$.

Cu formulele (4.109) și (4.110), ca în exemplul 1, găsim $i_{e\,0\,min} = 0{,}762$ mA; și $I_{e\,M\,min} = 1{,}22$ mA.

Cu formulele (4.111) — (4.115) calculăm: $R_{e0\,min} = 3{,}8 \cdot 10^{-4}\ \Omega$; $p_{2\,osc} = 0{,}282$; $p_{1\,osc} = 6{,}6 \cdot 10^{-3}$; $I_{c\,t\,osc} = 1{,}33 \cdot 10^{-2}\ \mu H$; pentru $k_{t\,c\,osc} = 0{,}3$ $L_{t\,c\,osc} = 1{,}78\ \mu H$.

Inductanța $L_{c\,t\,osc}$ obținută mai sus este atît de mică încît nu este necesar să fie realizată ca o bobină separată. O asemenea inductanță poate fi realizată sub forma unei bucăți de sîrmă de conexiune, lungă de circa 1—1,5 cm. Această lungime se poate alege mai exact cînd

Arhiva digitala SaDAng

se face alinierea prototipului. În afară de aceasta trebuie verificat că nu există cuplaj magnetic parazit între bobina $L'_{c\,osc}$ și firul de conexiune ce leagă $L_{c\,t\,osc}$ cu emitorul.

Conform formulei (4.116), $C_e \geqslant (1{,}4 - 0{,}7)\ 10^{-9}$ F. Se poate lua $C_e = 1{,}5$ nF $\pm$ 20%.

În exemplul 4 din § 4.2, la calculul alinierii s-a arătat că pentru capacitățile circuitului acordat al oscilatorului trebuie luate aceleași valori ca în circuitul acordat al preselectorului, adică $C_{1\,osc} = 151$ pF, $C_{2\,osc} = 16{,}8$ pF, $C_{3\,osc} = 10$ pF. Condensatorul de aliniere poate fi, eliminat; de aceea cu formulele (4.120) și (4.121) pentru $C_{T\,med} = 0$, găsim $C_{supl\,1} = 141$ pF., $C_{supl\,3} = 7$ pF și adoptăm $C_{supl\,1} = 150$ pF $\pm$ 5%; $C_{2\,osc} = 16$ pF; $\pm$ 5% și $C_{supl\,3} = 6{,}8$ pF $\pm$ 20%.

4.6. Calculul oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant, în gama UUS

În gama UUS, a găsit în prezent o largă întrebuințare schimbătorul de frecvență autooscilant (fig. 4.13). Particularitățile unui astfel de schimbător sînt: tranzistorul este conectat din punct de vedere alternativ în schemă cu bază comună; tensiunea de reacție se aplică de la colector la emitor prin intermediul divizorului capacitiv C'_{cupl} C'' (trebuie de asemenea avute în vederea capacitățile colector-emitor și emitor-bază, legate în paralel cu C'_{cupl} și cu C''); circuitul de colector al oscilatorului este alimentat în paralel, bobina L_c jucînd rol de bobină de șoc, iar condensatorul C_c servind pentru decuplare; circuitul de colector al etajului de amestec este alimentat în serie, iar bobina de șoc și condensatorul de decuplare al oscilatorului formează inductanța și capacitatea primului circuit acordat al AFI (inductanța mică $L_{t\,c\,osc}$ nu joacă un rol important în acest circuit acordat); există un circuit L_e, C_e acordat pe frecvența intermediară.

Circuitul L_e, C_e se referă mai mult la amestecător decît la oscilator. Rolul său este de a asigura (pentru frecvența intermediară) în circuitul de intrare al tranzistorului în regim apropiat de scurtcircuit.

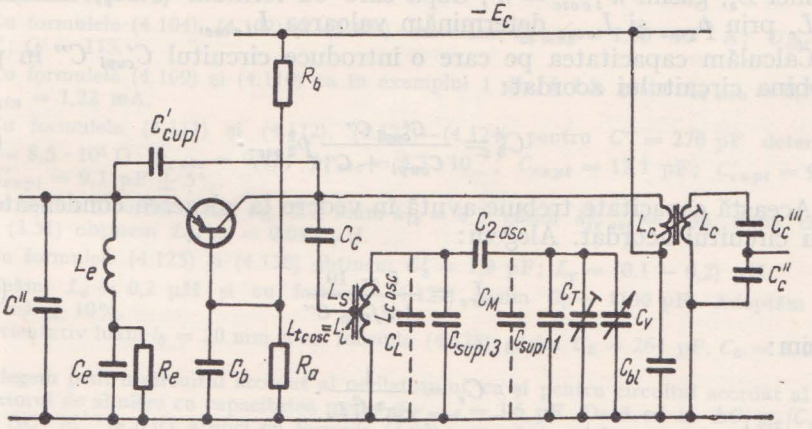


Fig. 4.13. Schema schimbătorului de frecvență autooscilant pentru gama de UUS.

Dacă se înlătură L_e și C_e, menținînd numai C'' (capacitatea de cuplaj cu circuitul acordat precedent) și R_e (rezistența de stabilizare) atunci pentru frecvența intermediară, rezistența inclusă între emitor și masă este relativ mare, adică circuitul de intrare al tranzistorului funcționează într-un regim care este departe de scurtcircuit. Dar întrucît prin $C'_{cup\,l}$ (și capacitatea colector-emitor) are loc o reacție destul de puternică pe frecvența intermediară, atunci admitanța de ieșire a tranzistorului pentru această frecvență, diferă mult de Y_{22}. Aceasta se reflectă negativ asupra funcționării amestecătorului.

Ordinea de calcul a oscilatorului din schimbătorul de frecvență (fig. 4.13) pînă la formula (4.112) rămîne aceeași ca în § 4.5. După determinarea valorii $p_{2\,ose}$ cu formula (4.112) găsim

$$p'_{1\,osc} = \frac{U_{e\,M\,min}\,K_U}{U_{c\,M\,max}}; \tag{4.122}$$

$$C_{cupl} = C'' \frac{p'_{1\,osc}}{1 - p'_{1\,osc}} \tag{4.123}$$

(valoarea C'' se presupune cunoscută din calculul ARF sau al circuitului de intrare);

$$C'_{cupl} = C_{cupl} - \frac{y_{12}}{2\pi f_{med}}, \tag{4.124}$$

unde y_{12} este parametrul tranzistorului la frecvența f_{med} din gamă (care are aceeași valoare ca la calculul circuitului de intrare și al ARF).

Luăm pentru C'_{cupl} din GOST $\pm$ 5% valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, pornind de la p_2 găsit și de la valoarea cunoscută a coeficientului de cuplaj $k_{t\,s}$ dintre $L_{t\,c\,osc} = L_a$ și partea superioară a bobinei L_s, găsim $k^2_{t\,c\,osc} = k^2$, după care cu formula (3.51), înlocuind pe p_2 și L_c prin $p_{2\,osc}$ și $L_{c\,osc}$ determinăm valoarea $L_{t\,c\,osc}$.

Calculăm capacitatea pe care o introduce circuitul C'_{cupl} C'' în paralel pe bobina circuitului acordat:

$$C'_3 = \frac{C'_{cupl}\,C''}{C_{cupl} + C''}\,p^2_{2\,osc}. \tag{4.125}$$

Această capacitate trebuie avută în vedere la alegerea condensatoarelor pentru circuitul acordat. Alegem:

$$L_e = \frac{5 - 10}{4\pi^2 f^2_{med}\,C''} \tag{4.126}$$

și găsim:

$$C_e = \frac{1}{4\pi^2 f_i^2 L_e}. \tag{4.127}$$

Alegem pentru C_e valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Arhiva digitala SaDAng

Apreciem orientativ lungimea firului de conexiune de la bază, prin C_b pînă la masă l_b și găsim:

$$C_b = \frac{1}{4\pi^2 f_{med}^2 10^{-6} l_b}. \quad (4.128)$$

Alegem pentru C_b din STAS $\pm$ 10% valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Alegem capacitatea condensatorului de aliniere după metodica din § 4.4.

Dacă $C_{2\,osc} \neq \infty$, găsim $C_{supl\,1}$ și $C_{supl\,3}$ cu formulele (4.120) și (4.121) și alegem din STAS $\pm$ 20% valorile cele mai apropiate de cele găsite. Alegem pentru $C_{2\,osc}$ din STAS $\pm$ 5% valoarea apropiată de cea găsită la calculul alinierii.

Dacă $C_{2\,osc} = \infty$, și din această cauză $C_{3\,osc}$ se contopește cu $C_{1\,osc}$ iar condensatoarele $C_{supl\,3}$ și $C_{supl\,1}$ se contopesc într-un singur condensator C_{supl}, atunci:

$$C_{supl} = C_{1\,osc} - C_L - C_M - C_{T\,med}. \quad (4.129)$$

Alegem din STAS $\pm$ 20% valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

Exemplu. *Date inițiale.* Schimbătorul de frecvență este realizat după schema din fig. 4.13. Gama de frecvențe și parametrii elementelor circuitului acordat al oscilatorului sînt aceleași ca în exemplul 5 din § 4.2. Tranzistorul, ca și în exemplul 1 din § 4.5 are următoarele caracteristici: $\alpha_{min} = 0{,}97$; $I_{c0} = 2\mu A$; $\tau = 10^\circ$; $J_{0e} = 0{,}04$ μA. Ca în același exemplu $t_M = +50°C$; $\delta_\alpha = 0{,}1$; $\delta_t = 0{,}2$; $E_c = 8V$; $E_{c\,min} = 6$ V. Ca și la circuitul de intrare și la ARF (exemplele din § 2.4.4. și 3.2.5) $Q_{max} = 120$.

Calculul. Alegem $i_{e0\,init} = 1$mA; $U_{eM\,min} = 75$ mV și ca în exemplul 1 din § 4.5, găsim $R_c = 1240\ \Omega$; $R_b = 25\,400\ \Omega$; $R_a = 6170\ \Omega$; adoptăm $R_e = 1{,}2$ kΩ $\pm$ 10%; $R_a = 6{,}8$ kΩ $\pm$ $\pm$ 10%; $R_b = 27$ kΩ $\pm$ 10%. Determinăm $R_b' = 5{,}35$ kΩ $(\Delta i_e/i_e)_\alpha = 6{,}7 \cdot 10^{-2}$. Cu formula (4.99) obținem $K_U = 2$.

Cu formulele (4.104), (4.102) și (4.104) calculăm $i_{e0\,max} = 1{,}39 \cdot 10^{-3}$ A; $U_{cM\,max} = 3{,}5$ V; $Q' = 115$.

Cu formulele (4.109) și (4.110) ca în exemplul 1 din § 4.5, găsim $i_{e0\,min} = 0{,}762$ mA și $I_{cM\,min} = 1{,}22$ mA.

Cu formulele (4.111) și (4.112), (4.122)–(4.124) pentru $C'' = 270$ pF determinăm $R_{0e\,min} = 8{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$; $p_{2\,osc} = 0{,}41$; $p_{1\,osc}' = 4{,}3 \cdot 10^{-2}$; $C_{cupl} = 12{,}1$ pF; $C_{cupl}' = 9{,}4$ pF. Luăm $C_{cupl}' = 9{,}1$ pF $\pm$ 5%.

Cu ajutorul curbelor din fig. 2.7, luăm $k_{is} = 0{,}3$, găsim $k_{tc\,osc}^2 = 0{,}55$, după care cu formula (3.51) obținem $L_{tc\,osc} = 0{,}047$ μH.

Cu formulele (4.125) și (4.126) obținem $C_3' = 1{,}9$ pF; $L_e = (0{,}1 - 0{,}2)$ μH.

Luăm $L_e = 0{,}2$ μH și cu formula (4.127) găsim $C_e = 1100$ pF. Adoptăm $C_e = 1\,000$ nF $\pm$ 10%.

Orientativ luăm $l_b = 20$ mm și cu formula (4.128) găsim $C_b = 264$ pF. $C_b = 270$ pF $\pm$ $\pm$ 10%.

Alegem pentru circuitul acordat al oscilatorului, ca și pentru circuitul acordat al ARF, condensatorul de aliniere cu capacitatea medie $C_{T\,med} = 3{,}6$ pF. Dacă se ia $\Delta C_{1\,osc}/C_{1\,osc} = 0{,}1$ și $\Delta C_\sim/C_\sim = 0{,}05$, atunci cu formula (4.92) vom obține $\Delta C_{T\,osc} = 1{,}83$ pF, astfel că un asemenea condensator de aliniere este cu totul acceptabil.

Cu formula (4.129) găsim $C_{supl} = 5{,}7$ pF. Adoptăm $C_{supl} = 5{,}6$ pF $\pm$ 20%.

4.7. Considerații generale asupra proiectării etajului de amestec

Cînd se alege schema și se calculează etajul de amestec sau partea din circuit în care se face amestecul la schimbătorul de frecvență autooscilant, trebuie avute în vedere următoarele considerații.

Pentru creșterea selectivității, cel mai bine este să se folosească în etajul de ameste un filtru cu selectivitate concentrată (FSC). Acest filtru poate fi electromecanic (FEM), piezoceramic (FPC) sau confecționat din bobine obișnuite și condensatoare. În cazul cel mai simplu, poate fi folosită o pereche de circuite acordate cuplate mutual (FSC cu o singură celulă).

FEM și FPC se cuplează de regulă cu circuitul de colector al tranzistorului amestecător cu ajutorul unui circuit oscilant ajutător.

O atenție deosebită cere alegerea tipului de cuplaj și a mărimii p_2 — coeficientul de conectare a circuitului acordat de frecvență intermediară (primul circuit din FSC sau circuitul ajutător pentru cuplare cu FEM sau cu FPC) la circuitul de colector al tranzistorului.

Nu se recomandă să se folosească în acest loc cuplajul prin transformator sau prin autotransformator, întrucît printr-un astfel de cuplaj în circuitul de colector se află conectată o rezistență mare pentru curenții cu frecvența oscilatorului. Trebuie realizat un cuplaj capacitiv interior cu alimentare paralelă prin bobina de șoc $L_ș$ (fig. 4.14, *a*, *c*) sau prin rezistența R_c (fig. 4.14, *b*).

Pentru a nu introduce în schemă un condensator de cuplaj suplimentar și bobina de șoc sau rezistență, trebuie luat $p_2 = 1$ (conectarea completă a circuitului acordat). Dar în acest caz capacitatea necesară la circuitul acordat rezultă foarte mare (de ordinul miilor de picofarazi), ceea ce nu poate fi acceptabil pentru următoarele considerente.

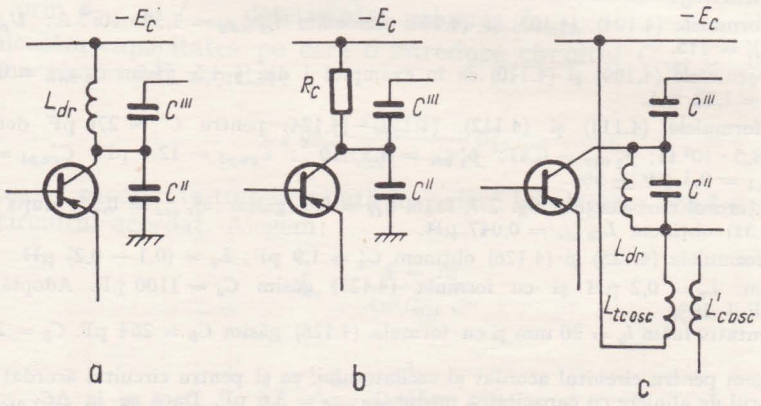


Fig. 4.14. Moduri de alimentare a colectorului tranzistorului schimbător de frecvență:

a și *c* — alimentare în derivație prin bobină de șoc; *b* — alimentare în derivație prin rezistență.

Arhiva digitala SaDAng

Condensatorul cu pierderi mici poate fi de gabarit foarte mare, iar un condensator de gabarit mic poate avea pierderi așa de mari, încît nu se va reuși să se obțină un factor de calitate constructiv (de gol) necesar la circuitul acordat.

Acest considerent joacă un rol deosebit de important în cazul folosirii FSC, întrucît pentru obținerea unei bune selectivități, trebuie ca factorul de calitate al tuturor circuitelor acordate din centrul acestui filtru, să fie cît se poate de mare; dar din considerente de producție, este de dorit ca toate circuitele acordate ale filtrului (primul, ultimul și cele din mijloc) să fie egale.

Pentru o capacitate mare, inductanța circuitului acordat L_c este mică și aceasta poate îngreuia execuția constructivă a cuplajului prin transformator sau prin autotransformator a ultimului circuit acordat al FSC, cu intrarea tranzistorului din primul etaj al AFI.

Pentru circuitul auxiliar, alegerea valorii $p_2 = 1$ poate fi totuși rațională, iar pentru FSC de regulă, soluția cea mai bună este alegerea capacității C_c astfel ca să asigure un factor de calitate constructiv cît mai mare posibil al circuitului acordat la gabarite mici și cu valoare L_c corespunzătoare din punct de vedere constructiv. De obicei, această capacitate este de 150—300 pF; în acest caz trebuie făcut $p_2 < 1$.

Calculul etajului de amestec și a părții din circuit care face amestecul în schimbătorul autooscilant se face după aceeași organizare și este identic cu calculul etajului amplificator de frecvență intermediară cu filtru de același tip, cu singura deosebire că în locul parametrilor tranzistorului în regim de amplificare se folosesc parametrii acestuia în regim de conversie. Dacă însă parametrii de conversie nu sînt dați, calculul se începe cu stabilirea valorilor lor, pornind de la parametrii (cunoscuți) în regim de amplificare.

În prezent nu există o metodă care să permită să se treacă precis și totodată destul de simplu, de la parametrii tranzistorului în regim de amplificare, la parametrii lui în regim de conversie. Metoda propusă mai jos nu pretinde că este strictă, dar în schimb este destul de simplă, iar precizia asigurată de ea, cu toate că nu este mare, este totuși suficientă pentru majoritatea cazurilor de practică inginerească.

Faptul constă în aceea că metodica de calcul a etajului de amestec (ca și metodica de calcul a amplificatorului de radiofrecvență și de frecvență intermediară) ia în considerare abaterile posibile ale $g_{11\,conv}$ și $g_{22\,conv}$ față de valorile nominale și exclude influența mare a acestor abateri asupra indicilor principali ai schimbătorului; de aceea, o eroare chiar de zeci de procente la stabilirea acestor admitanțe, nu poate duce la diferențe serioase între rezultatele calculului și experimentării. Admitanța $y_{12\,conv}$, determinată după metoda propusă, este de obicei mai mare ca cea reală, din care cauză apare o oarecare rezervă suplimentară în gradul de micșorare a influenței reacției prin tranzistor, dar această rezervă nu se determină niciodată experimental și nici nu există o metodă de determinarea ei. Numai o apreciere necorectă a pantei de conversie nu rămîne neobservată la realizarea prototipului experimental, întrucît eroarea sa reflectă asupra mărimii amplificării.

Metodica propusă pentru calculul valorii $y_{21\,conv}$ este bazată pe următoarea serie de ipoteze. Se consideră tranzistorul fără inerție. Caracteristica curent-tensiune a joncțiunii emitorului se consideră exponențială, iar rezistența cristalului bazei $r_{bb'}$ — independentă de curent. Se consideră că amplitudinea tensiunii oscilatorului între emitor și bază, are valoarea optimă, pentru care panta de conversie este maximă posibilă în cadrul schemei respective și al componentei continue adoptată pentru curentul de emitor. În fine, se consideră că impedanțele exterioare (în raport cu tranzistorul), conectate la emitor și la bază, influențează procesul de conversie la fel ca niște rezistențe egale cu modulul acestor impedanțe, la frecvența semnalului. Ultimele două condiții acceptate, pot duce la o eroare de pînă la 20% și mai mult, chiar în condițiile că sînt cunoscuți suficient de exact parametrii elementelor exterioare ale schemei în raport cu tranzistorul. În caz contrar, eroarea poate fi și mai mare și de aceea mărimea amplificării schimbătorului de frecvență, calculată cu panta de conversie, găsită prin metoda de mai sus, trebuie considerată ca orientativă.

Admitanța de intrare (cu ieșirea în scurtcircuit) pe frecvența semnalului $Y_{11\,conv}$ și admitanța de ieșire (cu intrarea în scurtcircuit) pe frecvența intermediară $Y_{22\,conv}$ pot fi găsite cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} Y_{11\,conv} &= (0{,}5 - 0{,}8)\, Y_{11} \\ Y_{22\,conv} &= (0{,}5 - 0{,}7)\, Y_{22} \end{aligned}\right\} \tag{4.130}$$

unde Y_{11} este admitanța de intrare în regim de amplificare pe frecvența semnalului, iar Y_{22} — admitanța de ieșire în regim de amplificare pe frecvența intermediară, pentru aceeași componentă continuă a curentului de emitor.

Admitanța de reacție (transfer invers) $Y_{12\,conv}$ poate fi luată egală cu cea mai mică dintre valorile ce satisfac condiția:

$$0{,}2\, Y_{12\,fi} \leqslant Y_{12\,conv} \geqslant 0{,}25\, \frac{U_{c\,osc\,M}}{u_c}\, Y_{12s}, \tag{4.131}$$

unde $Y_{12\,fi}$ este admitanța de reacție în regim de amplificare, pe frecvența intermediară, iar $Y_{12\,s}$ — idem, pe frecvența semnalului, pentru aceeași componentă continuă a curentului de emitor; u_c — componenta continuă a tensiunii de colector, față de bază (sau aproximativ față de emitor); $U_{c\,osc\,M}$ — amplitudinea tensiunii oscilatorului dintre colector și bază (sau, aproximativ, între colector și emitor). Tensiunea u_c poate fi găsită cu formula:

$$u_c = E_c - i_e R_e, \tag{4.132}$$

unde E_c este tensiunea sursei de alimentare, iar R_e — rezistența de stabilizare din circuitul emitorului.

Admitanța de conversie $Y_{21\,conv}$ poate fi găsită cu formula:

$$Y_{21\,conv} = \frac{a}{Z_{es}}, \tag{4.133}$$

Arhiva digitala SaDAng

unde Z_{es} este impedanța totală a elementelor exterioare (în raport cu tranzistorul ideal) din circuitul emitor-bază, pe frecvența semnalului aplicată la emitor; mărimea a se determină cu ajutorul curbei din fig. 4.15.

Impedanța Z_{es} este (la frecvența semnalului) suma impedanțelor conectate în circuitul de emitor și a impedanțelor conectate în circuitul bazei, dar transferate în mod echivalent în circuitul de emitor. În gama de frecvențe $f_0 \leqslant 0{,}3 f_\alpha$; unde f_α este frecvența limită a tranzistorului cu coeficient α, transferarea echivalentă aproximativă a impedanțelor din circuitul bazei în cel de emitor, se poate face prin înmulțirea lor cu coeficientul:

$$\frac{1}{\beta_\sim} = \sqrt{(1 - \alpha_{min})^2 + \left(\frac{f_0}{f_\alpha}\right)^2 - \left(\frac{f_0}{f_\alpha}\right)^4} \qquad (4.134)$$

unde α_{min} este valoarea minimă a lui α, pentru tranzistoarele de tipul respectiv.

La calculul valorii Z_{es} nu se ia în considerare impedanța circuitului acordat al preselectorului (circuitul acordat de la intrarea schimbătorului de frecvență) împreună cu organele de cuplare a acestui circuit acordat cu intrarea amestecătorului.

Pentru schemele din fig. 4.9 și 4.12:

$$Z_{es} = \sqrt{r_{bb'}^2 \frac{1}{\beta_\sim^2} + \left(2\pi f_0 L_{ct\ osc} - \frac{1}{2\pi f_0 C_e}\right)^2}. \qquad (4.135)$$

Pentru schemele din fig. 4.10 și 4.11:

$$Z_{es} = \frac{1}{\beta_\sim} \sqrt{r_{bb'}^2 + \left(2\pi f_0 L_{ct\ osc} - \frac{1}{2\pi f_0 C_b}\right)^2}. \qquad (4.136)$$

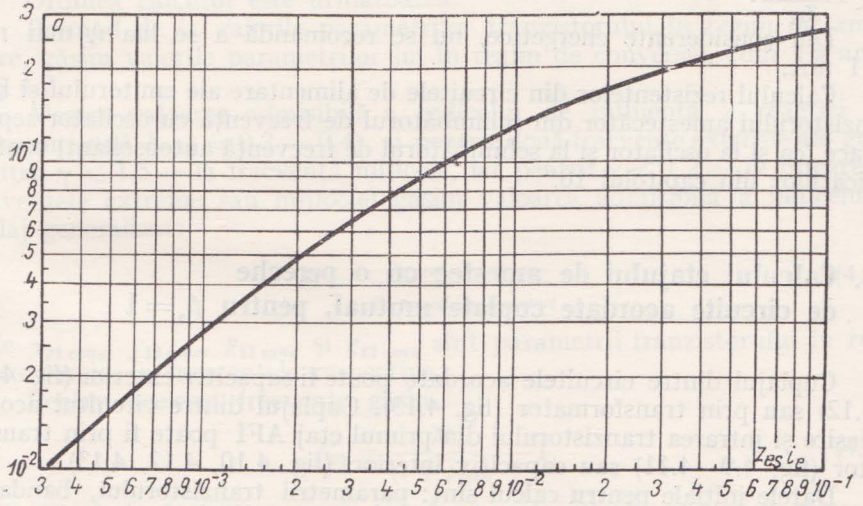


Fig. 4.15. Curbă pentru determinarea valorii a.

Pentru schema din fig. 4.13:

$$Z_{es} = \sqrt{r_{bb'}^2 \frac{1}{\beta_{\sim}^2} + (2\pi f_{med} 10^{-6} l_e)^2}, \tag{4.137}$$

unde l_e este lungimea firului de conexiune de la emitor, prin C'' pînă la masă.

Dacă schimbătorul de frecvență urmează după un etaj ARF aperiodic, atunci în formulele (4.135) și (4.136), mărimea $r_{bb'}$, trebuie să fie înlocuită cu mărimea $r_{bb'} + R_c$, unde R_c este rezistența conectată în circuitul de colector al tranzistorului ARF.

La frecvențele de rezonanță ale circuitelor $L_{ct\,osc}C_e$ și $L_{ct\,osc}C_b$, termenul doi de sub radicalii din formulele (4.135) și (4.136) devin zero, în locul lor trebuie introdus sub radical pătratul rezistenței circuitelor menționate $r = \frac{2\pi f_0 L_{ct\,osc}}{Q}$, unde Q este factorul de calitate al circuitului.

O dată cu micșorarea valorii Z_{es}, admitanța $Y_{21\,conv}$ crește ceea ce duce la creșterea coeficientului de amplificare a schimbătorului de frecvențe. Dar o creștere importantă a valorii $Y_{21\,conv}$ are loc numai cînd $Z_{es} > \frac{5 \cdot 10^{-3}}{i_e}$; pentru valori mai mici ale lui Z_{es} decît aceasta, micșorarea în continuare a acestei rezistențe este puțin eficace.

Din punct de vedere al micșorării valorii Z_{es} este mai avantajos să se introducă tensiunea oscilatorului, în circuitul de bază al etajului de amestec.

Creșterea componentei continue a curentului din emitorul tranzistorului amestecător sau al tranzistorului schimbător de frecvență autooscilant i_e, duce la creșterea mărimii $Y_{21\,conv}$, dar această creștere apare numai pentru $i_e < \frac{5 \cdot 10^{-3}}{Z_{es}}$.

Din considerente energetice, nu se recomandă a se lua i_e mai mare de 1 mA.

Calculul rezistențelor din circuitele de alimentare ale emitorului și bazei tranzistorului amestecător din schimbătorul de frecvență cu oscilator separat se face (ca și la oscilator și la schimbătorul de frecvență autooscilant) conform indicațiilor din capitolul 10.

4.8. Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate cuplate mutual, pentru $p_2 = 1$

Cuplajul dintre circuitele acordate poate fi capacitiv exterior (fig. 4.9—4.12) sau prin transformator (fig. 4.13). Cuplajul dintre circuitul acordat de ieșire și intrarea tranzistorului din primul etaj AFI poate fi prin transformator (fig. 4.9—4.11) sau capacitiv interior (fig. 4.10, 4.12, 4.13).

Datele inițiale pentru calcul sînt: parametrii tranzistorului, banda necesară de trecere a unui circuit acordat echivalent B_{ce}; valoarea parametru-

Arhiva digitala SaDAng

lui de cuplaj dintre circuitele acordate, p; valoarea indicelui p_{11} care stabilește gradul de cuplare a intrării tranzistorului etajului de amestec (sau schimbătorului de frecvențe autooscilant), cu schema precedată lui; factorul de calitatea constructivă, maxim, al ciruitului acordat Q_{max}.

Valorile necesare B_{ce} și p se determină în funcție de structura generală a blocului de frecvență intermediară și de sistemul adoptat pentru reglarea lărgimii benzii de trecere (dacă aceasta există).

În cazul cel mai simplu, cînd blocul de frecvență intermediară conține n perechi de circuite acordate cuplate mutual cu cuplaj constant și cu $p = 1$:

$$B_{ce} = \frac{0{,}7\, B_{fi}}{\sqrt[n]{\sqrt{2} - 1}}, \tag{4.138}$$

unde B_{fi} este banda necesară de trecere a blocului.

Dacă nu există ARF, prin p_{11} se înțelege valoarea găsită la calculul circuitului de intrare. Dacă există un etaj ARF rezonant, atunci:

$$p_{11} = \frac{1}{R_{0e} g_{11\,conv} p_{1\,urm}^2} - 1, \tag{4.139}$$

unde R_{0e} și $p_{1\,urm}$ sînt valorile stabilite la calculul ARF, iar $g_{11\,conv}$ este parametrul tranzistorului schimbătorului de frecvență.

Dacă există etaj ARF aperiodic, atunci:

$$p_{11} = \frac{1}{R_c g_{11\,conv}} \tag{4.140}$$

unde R_c este rezistența din circuitul colectorului ARF.

Ordinea calculul este următoarea.

Pornind de la valorile parametrilor tranzistorului în regim de amplificare, găsim valorile parametrilor lui în regim de conversie, cum s-a arătat în § 4.7.

Alegem valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției ξ_{react} (se recomandă $\xi_{react} = 0{,}2 - 0{,}4$), și pentru două frecvențe extreme ale gamei (pentru $\gamma < 1{,}5$ — la frecvență mijlocie, iar pentru $\gamma < 1{,}2$ — la oricare din frecvențele extreme sau mijlocie) găsim valoarea admisibilă a indicelui de cuplaj generalizat:

$$M = \frac{y_{21\,conv} y_{12\,conv}}{g_{11\,conv} g_{22\,conv} \xi_{react}}, \tag{4.141}$$

unde $y_{21\,conv}$, $y_{12\,conv}$, $g_{11\,conv}$ și $g_{22\,conv}$ sînt parametrii tranzistorului în regim de conversie, la frecvențele respective.

Pentru aceleași frecvențe găsim:

$$p'_{22} = \frac{M}{(1 + p_{11})\, q} - 1, \tag{4.142}$$

unde q depinde de p și se determină după curba din fig. 4.16, iar p_{11} se determină așa cum s-a arătat mai sus.

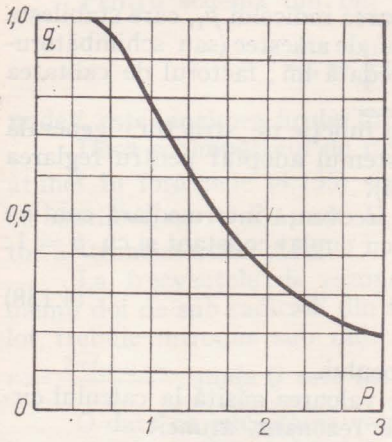


Fig. 4.16. Curbă pentru determinarea valorii q.

Găsim cea mai mică valoare p_{22}, pentru care reacția prin tranzistor pe frecvența intermediară nu are o influență esențială asupra funcționării schimbătorului de frecvență:

$$p_{22\,fi} = \frac{y_{21}y_{12}}{g_{22}\xi_{react}\sqrt{(b_g + b_{11})^2 + g_{11}^2}} \tag{4.143}$$

unde valorile tuturor parametrilor tranzistorului trebuie să corespundă frecvenței intermediare, iar b_g este susceptanța pe aceeași frecvență a generatorului echivalent, pe care-l „simte" tranzistorul la bornele sale de intrare.

În cazul cuplajului capacitiv interior cu circuitul acordat al circuitului de intrare sau ARF, se poate considera:

$$b_g = 2\pi f_i C'', \tag{4.144}$$

unde C'' este capacitatea condensatorului de cuplaj.

În cazul cuplajului prin transformator cu circuitele acordate menționate:

$$b_g = -\frac{1}{2\pi f_i L_{ct}}, \tag{4.145}$$

unde L_{ct} este inductanța bobinei de cuplaj.

În schema din fig. 4.13:

$$A_{2\,fi} = \frac{y_{21}(y_{12} + 2\pi f_i C'_{cupl})}{g_{22}\xi_{react}\sqrt{(b_g + b_{11})^2 + g_{11}^2}} - 1; \tag{4.146}$$

iar

$$b_g = \frac{2\pi f_i C_e}{\frac{\Delta L_e}{L_e} - \frac{\Delta C_e}{C_e}}, \tag{4.147}$$

unde $\frac{\Delta L_e}{L_e}$ și $\frac{\Delta C_e}{C_e}$ sînt modulele abaterilor relative posibile ale lui L_e și C_e față de valorile nominale.

Arhiva digitala SaDAng

Găsim valoarea cea mai mică $p_{22} = p_{22\,s}$, pentru care reacția prin tranzistor pe frecvența semnalului nu are încă o influență deosebită asupra funcționării schimbătorului de frecvență:

$$p_{22\,s} = \frac{y_{21}y_{12}B_{ce}(1+p^2)}{g_{11}(1+p_{11})g_{22}f_0\xi_{react}} - 1, \tag{4.148}$$

unde admitanța g_{22} trebuie să corespundă frecvenței intermediare, iar ceilalți parametri ai tranzistorului — frecvenței semnalului f_0. Frecvența f_0 se ia aceea (în interiorul gamei), la care produsul $g_{11}(1 + p_{11})$ este minim.

Notăm cu $p_{22react}$ cea mai mare dintre valorile p_{22}, $p_{22\,fi}$ și p_{22s} găsite.

Găsim valorile minime ale indicilor de cuplaj p_{22} și $p_{11\,urm}$, admisibile din punct de vedere al influenței pe care o manifestă variațiile $g_{22\,conv}$ și $g_{11\,urm}$, asupra benzilor de trecere a circuitelor acordate, echivalente și a influenței pe care o manifestă variațiile $b_{22\,conv}$ și $b_{11\,urm}$ asupra frecvențelor de acord a acestor circuite acordate:

$$\left.\begin{aligned} p_{22B} &= \frac{1}{\xi_B}\delta g_{22\,conv}(1+p^2) - 1 \\ p_{11\,urm\,B} &= \frac{1}{\xi_B}\delta g_{11\,urm}(1+p^2) - 1 \end{aligned}\right\} \tag{4.149}$$

$$\left.\begin{aligned} p_{22\Delta f} &= \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta b_{22\,conv}\,|\operatorname{tg}\varphi_{22}|\,(1+p^2) - 1 \\ p_{11\,urm\,\Delta f} &= \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta b_{11\,urm}\,|\operatorname{tg}\varphi_{11\,urm}|\,(1+p^2) - 1 \end{aligned}\right\} \tag{4.150}$$

unde $\delta g_{22\,conv}$ și $\delta g_{11\,urm}$ sînt abaterile relative posibile ale lui $g_{22\,conv}$ și $g_{11\,urm}$ față de valorile nominale; $\partial b_{22\,conv}$ și $\partial b_{11\,urm}$ sînt abaterile relative posibile ale $b_{22\,conv}$ și $b_{11\,urm}$ față de valorile nominale, cînd nu se pot folosi organele de reglaj ale circuitelor acordate; $g_{11\,urm}$ și $b_{11\,urm}$ sînt parametrii tranzistorului primului etaj AFI; ξ_B — variația relativă admisibilă a lățimii benzii de trecere a unui circuit acordat echivalent (se recomandă $\xi_B = 0{,}1—0{,}2$); $\zeta_{\Delta f}$ — abaterea admisibilă a frecvenței de acord a unui circuit acordat echivalent, raportată la lărgimea benzii lui de trecere (se recomandă $\xi_{\Delta f} = 0{,}1 — 0{,}2$).

Găsim valorile minime p_{22} și $p_{11\,urm}$ admisibile din considerentul că rezistențele introduse de tranzistoare în primul și în al doilea circuit acordat să lărgească benzile de trecere ale acestor circuite, cel mult pînă la valoarea necesară B_{ce}:

$$p_{22s} = p_{11\,urm\,s} = \frac{1+p^2}{1-\dfrac{Q_e}{Q_m}} - 1, \tag{4.151}$$

unde

$$Q_e = \frac{f_i}{B_{ce}}. \tag{4.152}$$

Notăm cu p_{22} cea mai mare dintre valorile $p_{22reacț}$, p_{22B}, $p_{22\Delta f}$, și p_{22s}
Notăm cu p_{11urm} cea mai mare dintre valorile p_{11urmB}, $p_{11urm\Delta f}$ și p_{11urms}.
Găsim factorii de calitate proprii (constructivi) necesari la circuitele acordate de ieșire (Q_2) și de intrare (Q_1):

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= \frac{f_i}{B_{ce}} \cdot \frac{1}{1 - \dfrac{1 + p^2}{1 + p_{11\,urm}}}; \\ Q_1 &= \frac{f_i}{B_{ce}} \cdot \frac{1}{1 - \dfrac{1 + p^2}{1 + p_{22}}}. \end{aligned}\right\} \tag{4.153}$$

Dacă diferența dintre factorii de calitate găsiți nu depășește 10%, atunci luăm pentru ambele circuite acordate același factor de calitate constructiv:

$$Q = \frac{Q_1 + Q_2}{2}. \tag{4.154}$$

Dacă diferența dintre acești factori de calitate depășește cu mult 10%, atunci se poate lua pentru ambele circuite acordate același factor de calitate constructiv, egal cu cel mai mare din cele două valori găsite, iar acela dintre circuitele acordate al cărui factor de calitate trebuie să fie mai mic, se șuntează suplimentar cu rezistența:

$$R_ș = \frac{1}{2\pi f_i C_t} \cdot \frac{Q_2 Q_1}{|Q_2 - Q_1|}, \tag{4.155}$$

unde C_t este capacitatea totală a circuitului acordat (vezi mai jos).

Dar printr-o asemenea rezolvare, apare în schemă o piesă suplimentară, ceea ce nu este de dorit.

Al doilea mod de a ieși din această situație, constă în a mări cel mai mic dintre indicii p_{22} și $p_{11\,urm}$, apropiindu-l (ca valoare) de cel mai mare. De obicei, mai mic este $p_{11\,urm}$. Mărimea acestuia înseamnă slăbirea cuplajului cu tranzistorul primului etaj AFI și prin urmare reducerea amplificării schimbătorului de frecvență.

Dar dacă mărimea cuplajului tranzistorului din primul etaj AFI cu schema de la intrarea și de la ieșirea sa este limitată la valoarea pentru care influența reacției prin acest tranzistor este admisibilă, atunci creșterea valorii $p_{11\,urm}$ permite să se micșoreze $p_{22\,urm}$, ceea ce duce la creșterea amplificării primului etaj AFI. Ca rezultat, amplificarea totală poate să nu fie afectată.

Se poate, în fine, folosi formula (4.154) chiar și la o diferență importantă între Q_2 și Q_1, dar aceasta poate duce la o însemnată abatere a benzii de trecere a schimbătorului de frecvență față de valoarea necesară și ceea ce este și mai rău, la o asimetrie însemnată a curbei sale de rezonanță în cazul unui dezacord întîmplător al circuitelor acordate.

Arhiva digitala SaDAng

Găsim capacitatea totală a fiecăruia dintre circuitele acordate C_t și inductanța L_c:

$$C_t = \frac{1}{2\pi B_{ce}(1+p^2)}\, g_{22conv}(1+p_{22}) \tag{4.156}$$

$$L_c = \frac{1}{2\pi^2 f_i^2 C_t}. \tag{4.157}$$

În cazul cînd circuitele acordate (fig. 4.13) sînt cuplate prin transformator, alegem pentru C_t valoarea cea mai apropiată de cea găsită.

În cazul cînd cuplajul dintre circuitele acordate este capacitiv (fig. 4.9 — 4.12) găsim

$$\left.\begin{aligned} C'_t &= C_t \frac{1}{1+p\dfrac{B_{ce}}{f_i}}; \\ C_{cupl} &= C_t \frac{p\dfrac{B_{ce}}{f_i}}{1-\left(p\dfrac{B_{ce}}{f_i}\right)^2}. \end{aligned}\right\} \tag{4.158}$$

Alegem pentru C'_t și C_{cupl} din standarde $\pm 5\%$ valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Găsim coeficientul de conectare a circuitului acordat de ieșire la circuitul de intrare al tranzistorului din primul etaj AFI:

$$p_{1\,urm} = \sqrt{\frac{g_{22conv}(1+p_{22})}{g_{11\,urm}(1+p_{11\,urm})}}. \tag{4.159}$$

În cazul cuplajului prin transformator cu tranzistorul din primul etaj AFI (fig. 4.9, 4.11), determinăm:

$$L_{ct} = L_c \frac{p_{1\,urm}^2}{k_{ct}^2}, \tag{4.160}$$

unde k_{ct} este coeficientul de cuplaj dintre bobinele L_{ct} și L_c.

În cazul cuplajului capacitiv cu tranzistorul din primul etaj AFI (fig. 4.10, 4.12) obținem:

$$\left.\begin{aligned} C''_t &= \frac{C'_t}{p_{1\,urm}} \\ C'''_t &= \frac{C'_t}{1-p_{1\,urm}}. \end{aligned}\right\} \tag{4.161}$$

Alegem pentru C''_t și C'''_t valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Dacă cuplajul dintre circuitele acordate este realizat prin transformator, iar cuplajul cu tranzistorul din primul etaj AFI este capacitiv (fig. 4.13), atunci C''_t și C'''_t se găsesc cu formulele (4.161), înlocuind în ele C'_t prin C_t.

Găsim coeficientul de amplificare al schimbătorului de frecvență:

$$A_{0\,sch} = y_{21\,conv} R_{0e} p_{11\,urm} \frac{p}{1+p^2}, \tag{4.162}$$

unde

$$R_{0e} = \frac{1}{2\pi C_t B_{ce}}. \tag{4.163}$$

Dacă $y_{21\,conv}$ depinde mult de frecvență, trebuie găsită valoarea $A_{0\,sch}$ pentru două-trei puncte din gamă.

Curba de rezonanță a schimbătorului de frecvență se calculează cu formula:

$$\frac{1}{y_{sch}} = 10 \lg \frac{(1+p^2-\xi^2)^2 + 4\xi^2}{(1+p^2)^2} [\text{dB}], \tag{4.164}$$

unde

$$\xi = \frac{2\Delta f}{B_{ce}}. \tag{4.165}$$

EXEMPLE

Exemplul 1. *Date inițiale.* Schimbătorul de frecvență este realizat după schema din fig. 4.9, *a* și urmează după ARF, ale cărui date corespund la exemplul din § 3.2.2. (tabelul 3.4). Datele pentru oscilatorul schimbătorului de frecvență sînt aceleași ca în exemplul din § 4.2 și 1 din § 4.5. Tranzistorul din etajul schimbător are $f_\alpha = 60$ MHz; $\alpha_{min} = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\ \Omega$; $g_{11} = 0{,}6$ mS (nu depinde de frecvență în limitele gamei și pînă la f_t); la frecvența 465 kHz; $b_{11} = 1{,}2$ mS; $g_{22} = 6\,\mu$S; $b_{22} = 20\ \mu$S; $y_{21} = 30$ mS; $y_{12} = 5\ \mu$S. În intervalul de frecvență 465 — 1655 kHz y_{12} variază practic proporțional cu frecvența. Tranzistorul din primul etaj AFI are $g_{11\,urm} = 0{,}4$ mS; $b_{11\,urm} = 0{,}4$ mS; $\delta g_{22} = \delta g_{21\,urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11\,urm} = 0{,}3$; $B_{ce} = 8$ kHz; $p = 1$; $Q_{max} = 100$.

Calculul. Găsim valoarea parametrilor tranzistorului în regim de conversie. Pe baza formulelor (4.130) avem $g_{11\,conv} = 0{,}3 - 0{,}48$ mS; $g_{22\,conv} = 3 - 4{,}8\ \mu$S; $b_{22\,conv} = 10\ \mu$S. Adoptăm $g_{11\,conv} = 0{,}4$ mS; $g_{22\,conv} = 4\ \mu$S; $b_{22\,conv} = 14\ \mu$S.

Bazîndu-ne pe datele obținute la calculul din exemplul 1 din § 4.5, luăm pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz, $U_{c\,osc\,M} = 1$ și 3,4 V.

Cu formula (4.132), orietîndu-ne către valoarea maximă a curentului i_e, obținem $u_c = 6{,}5$ V.

Găsim pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz; $0{,}25 \frac{U_{c\,osc\,M}}{u_c} y_{12\,s} = 0{,}21$ și 2,3 μS.

Găsim $0{,}2\ y_{12\,fi} = 1\ \mu$S. Cu formula (4.131) adoptăm pentru frecvențele arătate mai sus $y_{12\,conv} = 1\ \mu$S și 2,3 μS.

Cu formula (4.134), pentru frecvența 510 kHz vom obține $\frac{1}{\beta_\sim} = 0{,}03$. Pentru frecvența 1 655 kHz obținem practic aceeași valoare.

Cu formula (4.135) pentru frecvențele de 510 și 1 655 kHz, determinăm $Z_{ec} = 5{,}9$ și 8,8 Ω.

Presupunînd $i_e = 1$ mA, găsim pe curba din fig. 4.15: $a = 1 \cdot 10^{-1}$ și $1{,}2 \cdot 10^{-1}$, după care, cu formula (4.133) pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz; calculăm: $y_{21\,conv} = 17 \cdot 10^{-3}$ și $13{,}7 \cdot 10^{-3}$ S.

Arhiva digitala SaDAng

Este interesant de remarcat că la frecvența 825 kHz, $Z_{ec} = 1{,}04\ \Omega$, $a = 2{,}7 \cdot 10^{-2}$; $y_{21conv} = 26 \cdot 10^{-3}$ S. Prin urmare în interiorul gamei, y_{21conv} variază aproape de două ori și nemonoton. Nemonotonia variației lui y_{21conv} se poate evita prin creșterea însemnată a valorii C_e, ceea ce însă nu este avantajos din considerente constructive. Cel mai bun procedeu de reducere a influenței elementelor exterioare asupra mărimii pantei de conversie a schimbătorului de frecvență autooscilant este să se aplice a tensiune de reacție la baza tranzistorului, dar în acest caz cuplajul acestuia cu circuitul acordat al circuitului de intrare sau al ARF trebuie să fie prin transformator (fig. 4.10).

Luăm $\xi_{react} = 0{,}2$, și cu formula (4.141) găsim pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz; $M = 53{,}2$ și 98,5.

Pentru aceleași frecvențe, folosind datele din tabelul 3.4 cu formula (4.139) determinăm $p_{11} = 2{,}23$ și 75,3.

Din curba din fig. 4.16, pentru cazul $p = 1$ găsim $q = 0{,}98$, după care cu formula (4.142) pentru frecvențele 510 și 1 655 kHz obținem $p_{22} = 20{,}1$ și 0,66.

Cu formulele (4.144) și (4.143) găsim $b_g = 9{,}64 \cdot 10^{-3}$ S; $p_{22fi} = 10{,}5$. Cu formula (4.148) pentru frecvența 510 kHz găsim $p_{22s} = 1{,}2$. Luăm $p_{22react} = 20{,}1$.

Alegem $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ și cu formulele (4.149) și (4.150) găsim $p_{22B} = p_{11urmB} = 4$; $p_{22\Delta f} = 4{,}25$; $p_{11urm\Delta f} = 05$. Cu formulele (4.152) și (4.151) obținem $Q_e = 58{,}2$; $p_{22s} = p_{11urms} = 3{,}8$. Luăm $p_{22} = 20{,}1$; $p_{11urm} = 4$.

Cu formulele (4.153); $Q_2 = 97$; $Q_1 = 64{,}2$. Diferența dintre acești factori de calitate este mult mai mare de 10%, de aceea pentru a evita o mare asimetrie a curbei de rezonanță în cazul dezacordului întîmplător al circuitelor acordate și pentru a nu introduce în schemă o rezistență suplimentară de șuntare hotărîm să mărim valoarea p_{11urm}.

Luînd $p_{11urm} = 10$, obținem $Q_2 = 71$, care diferă de Q_1 cu ceva mai mult de 10% Acum, cu formula (4.154) obținem $Q = 67{,}7$.

Cu formulele (4.156) — (4.158) calculăm $C_t = 840$ pF; $L_c = 140\ \mu$H; $C_t' = 823$ pF; $C_{cupl} = 14{,}5$ pF. Luăm $C_t' = 820$ pF $\pm$ 5%, $C_{cupl} = 15$ pF $\pm$ 5%.

Cu formulele (4.159) și (4.159) și (4.160), pentru $k_{ct} = 0{,}8$ găsim $p_{1urm} = 0{,}139$; $L_{ct} = 4.23\ \mu$H.

Cu formula (4.163) avem $R_{0e} = 23{,}7 \cdot 10^3\ \Omega$.

Cu formula (4.162) pentru frecvențele 510, 825, și 1 665 kHz, determinăm $A_{0sch} = 28$; 42,8 și 22,6.

Exemplul 2. *Date inițiale.* Schimbătorul de frecvență este realizat după schema din fig. 4.13 și urmează după un etaj ARF, ale cărui date corespund exemplului din § 3.2.5. Datele pentru oscilatorul din schimbătorul de frecvență sînt aceleași ca în exemplele 5 din § 4.2 și § 4.6. Tranzistorul din schimbătorul de frecvență are: $f_\alpha = 120$ MHz; $\alpha_{min} = 0{,}97$; $r_{bb'} = 25\Omega$; pe frecvența 70 MHz: $g_{11} = 13$ mS; $b_{11} = -6{,}5$ mS; $g_{22} = 0{,}33$ mS; $b_{22} = 1{,}32$ mS; $y_{21} = 12{,}4$ mS; $y_{12} = 1{,}17$ mS; pe frecvența 10,7 MHz: $g_{11} = 25$ mS; $b_{11} = -5$ mS; $g_{22} = 110\ \mu$S; $b_{22} = 400\ \mu$S; $y_{21} = 30$ mS; $y_{12} = 150\ \mu$S. Tranzistorul din primul etaj AFI are: $g_{11urm} = 1{,}5$ mS; $b_{11urm} = 2{,}7$ mS, $\delta g_{22} = \delta g_{11urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11urm} = 0{,}3$; $B_{ce} = 200$ kHz; $p = 1$; $Q_{max} = 100$.

Calculul. Întrucît $\gamma = 1{,}13 < 1{,}2$ facem calculul pentru o singură frecvență: 70 MHz.

Găsim valorile parametrilor tranzistorului în regim de conversie. Pe baza formulelor (4.130), $g_{11conv} = 6{,}5 - 10{,}4$ mS; $g_{22conv} = 55 - 88\ \mu$S; $b_{22conv} = 200 - 320\ \mu$S. Luăm $g_{11conv} = 6$ mS; $g_{22conv} = 50$ mS; $b_{22conv} = 200$ mS.

Bazîndu-ne pe datele obținute la calculul din exemplul din § 4.6, luăm $U_{coscM} = 3{,}5$ V.

Cu formula (4.132) găsim ca și în exemplul 1, $u_c = 6{,}5$ V. Calculăm $0{,}25 \dfrac{U_{coscM}}{u_c} \cdot y_{12s} =$ $= 0{,}16$ mS; $0{,}1\ y_{12fi} = 15\ \mu$S. Cu formula (4.131) găsim $y_{12conv} = 0{,}16$ mS.

Cu formula (4.134) avem $1/\beta_\sim = 0{,}475$. Cu formula (4.137) luînd $l_e = 3$ cm obținem $z_{es} = 17{,}7\ \Omega$. Presupunînd $i_e = 1$ mA, găsim pe curba din fig. 4.15, $a = 0{,}16$ după care cu formula (4.133) $y_{21conv} = 9 \cdot 10^{-3}$ S.

Alegem $\xi_{react} = 0{,}2$ și cu formula (4.141) determinăm $M = 24$. Cu formula (4.139) găsim $p_{11} = 2{,}3$.

Pe curba din fig. 4,16 pentru cazul $p = 1$ găsim $q = 0{,}78$, după care cu formula (4.142) calculăm $p'_{22} = 8{,}3$.

Cu formulele (4.147) și (4.146) pentru $\Delta L_c/L_c = \Delta C_e/C_e = 0{,}1$ găsim $b_g = 0{,}336$ S; $p_{22\,fi} = 2{,}1$. Cu formula (4.148) găsim $p_{22s} < 0$. Luăm $p_{22react} = 8{,}3$.

Alegem $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ și cu formulele (4.148) — (4.152) găsim $p_{22B} = p_{11\,urm\,B} = 4$; $p_{22B} = 5$; $p_{11\,urm\,\Delta f} = 1{,}7$; $Q_e = 53{,}5$; $p_{22s} = p_{11\,urm\,s} = 3{,}3$. Luăm $p_{22} = 8{,}3$, $p_{11\,urm} = 4$.

Cu formulele (4.153): $Q_2 = 89$; $Q_1 = 68$. Deși diferența dintre factorii de calitate obținuți depășește 40%, hotărîm (pentru a nu pierde amplificarea și a nu complica schema), să luăm pentru ambele circuite acordate $Q = 78{,}5$ după formula (4.154).

Cu formulele (4.156), (4.157), (4.159), și (4.151) obținem $C_t = 185$ pF; $L_c = 1{,}2$ μH; $p_{1\,urm} = 0{,}25$; $C''_t = 740$ pF; $C''' = 247$ pF. Adoptăm $C''_t = 750$ pF $\pm$ 5%; $C'''_t = 240$ pF $\pm$ $\pm$ 5%.

Cu formulele (4.163) și (4.162) găsim $R_{0e} = 4\,300\ \Omega$; $A_{0\,sch} = 4{,}84$. Amplificarea poate fi întrucîtva mărită, luînd $\xi_{react} = 0{,}4$. În acest caz obținem $M = 12$ $A_{react} = 3{,}65$. Cea mai mare valoare p_{22} este acum $p_{22\Delta f} = 5$, ceea ce înseamnă că cuplajul circuitului acordat de intrare, pereche cu circuitul de colector al tranzistorului este limitat de considerentul că la variațiile posibile ale $b_{22\,conv}$, dezacordul relativ al acestui circuit acordat să nu depășească 20%. Luînd $p_{22} = 5$, $p_{11\,urm} = 4$, vom obține $Q_2 = 89$; $Q_1 = 80$; $Q = 84{,}5$; $C_t = 120$ pF; $L_c = 5{,}83$ μH; $p_{1\,urm} = 0{,}2$; $C'_t = 600$ pF; $C''' = 150$ pF; $R_{0e} = 6650\ \Omega$; $A_{0\,sch} = 6$.

Proiectantul trebuie să hotărască dacă este cazul sau nu, să fie mărită influența reacției (și implicit dispersia $g_{22\,conv}$ și $b_{22\,conv}$) de două ori, pentru a mări $A_{0\,sch}$ cu 25%.

4.9. Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate cuplate mutual, pentru $p_2 < 1$

Dacă trebuie să avem $p_2 < 1$, atunci conectarea primului circuit acordat la circuitul de colector al tranzistorului poate fi făcută după schemele din fig. 4.14, *a* sau *b*, în cazul cu oscilator separat, sau după schema 4.14, *c*, în cazul schimbătorului de frecvență autooscilant.

Datele inițiale pentru calcul sînt aceleași ca în cazul $p_2 = 1$ (§ 4.8).

În cazul alimentării tranzistorului prin bobină de șoc L (fig. 4.14, *a* sau *c*) găsim p_{22} și $p_{11\,urm}$ cu formulele (4.141)—(4.152), cum s-a arătat în § 4.8.

În cazul alimentării tranzistorului prin rezistența R_c (fig. 4.14, *b*) procedăm la fel, însă valoarea p_{22s} o găsim nu cu formula (4.151) ci cu formula

$$p_{22s} = \frac{1 + p^2 + g_{22\,conv} R_c \left(p^2 + \dfrac{Q_e}{Q_m}\right)}{g_{22\,conv} R_c \left(1 - \dfrac{Q_e}{Q_m}\right)}. \qquad (4.166)$$

Valoarea R_c se alege cît mai mare posibilă. Se poate recomanda

$$R_c = \frac{0{,}8\,E_c - 0{,}5}{i_e(1 + \delta_\alpha + \delta_t)} - R_e, \qquad (4.167)$$

unde i_e este valoarea nominală a componentei continue a curentului de emitor, δ_α și δ_t — valori acceptate cînd s-a făcut calculul rezistențelor din circuitele de alimentare (stabilizarea curentului de emitor); R_e — rezistența introdusă în circuitul emitorului.

Arhiva digitala SaDAng

Dacă cea mai mare dintre valorile p_{22} este p_{22s}, aceasta înseamnă că mărimea cuplajului circuitului acordat pereche cu circuitul de colector al tranzistorului, este limitat de considerentul că micșorarea rezistenței R_c să nu lărgească banda de trecere a acestui circuit acordat, mai mult decît pînă la valoarea B_{ce}. În asemenea caz, înlocuirea rezistenței R_c cu o bobină de șoc, va permite să se mărească cuplajul și să se obțină o amplificare mai mare.

Capacitatea totală a circuitului acordat C_t se alege pe considerente constructive.

Inductanța bobinei L_c a circuitului acordat se determină cu formula (4.157).

Factorul de calitate constructiv, necesar la circuitele acordate, Q, se află în cazul alimentării prin bobina de șoc cu formulele (4.153) și (4.154), iar în cazul alimentării prin rezistența R_c:

$$Q_1 = \frac{f_i}{B_{ce}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1 + p^2}{1 + p_{22}} \left(1 + \frac{1}{g_{22} R_c}\right)}. \tag{4.168}$$

Dacă $p_{22} = p_{22s}$, atunci $Q_1 = Q_{max}$, iar calculul cu formula (4.168) nu este necesar.

Coeficienții de conectare p_2 și $p_{1\,urm}$ se determină cu formulele:

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi B_{ce} C_t (1 + p^2)}{g_{22\,conv}(1 + p_{22})}}. \tag{4.169}$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22\,conv}(1 + p_{22})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm})}} \tag{4.170}$$

În cazul cînd cuplajul între circuitele acordate este capacitiv, se află mărimile C_t' și C_{cupl} cu formulele (4.158).

Elementele de cuplaj ale circuitului acordat de ieșire pereche cu tranzistorul primului etaj AFI, se găsesc cu formulele (4.160) sau (4.161).

Capacitățile C'' și C''' se află cu formulele următoare.

În cazul cuplajului capacitiv între perechile de circuite acordate.

$$\left.\begin{aligned} C'' &= \frac{C_t'}{p_2}; \\ C''' &= \frac{C_t'}{1 - p_2}. \end{aligned}\right\} \tag{4.171}$$

În cazul cuplajului prin transformator, între perechile de circuite acordate:

$$\left.\begin{aligned} C'' &= \frac{C_t}{p_2}; \\ C''' &= \frac{C_t}{1 - p_2}. \end{aligned}\right\} \tag{4.172}$$

Alegem valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Inductanța bobinei de șoc $L_ș$ poate fi găsită din condiția:

$$L_ș \geqslant (10 - 20)\, p_2^2 L_c. \tag{4.173}$$

Coeficientul de amplificare al schimbătorului de frecvență se află cu formula:

$$A_{0\,sch} = y_{21\,conv} R_{0e} p_2 p_{1\,urm} \frac{p}{1 + p_2}, \tag{4.174}$$

unde R_{0e} se află cu formula (4.163).

EXEMPLU

Date inițiale. Aceleași ca în exemplul 1 din § 4.8, însă din considerente constructive, trebuie ca capacitatea circuitului acordat să fie egală cu 200 pF.

Calculul. Tot calculul, pînă la determinarea valorii $Q = 67{,}7$ inclusiv, coincide cu cel făcut în exemplul 1 din § 4.8.

Cu formulele (4.157), (4.169), (4.170) și (4.158) găsim $L_c = 588$ μH; $p_2 = 0{,}49$; $p_{1\,urm} = 0{,}068$; $C_t' = 196$ pF; $C_{cupl} = 3{,}45$ pF. Adoptăm $C_t' = 200$ pF ± 5%; $C_{cupl} = 3{,}6$ pF ± 5%.

Cu formula (4.160) pentru $k_{ct} = 0{,}8$ obținem $L_{ct} = 4{,}23$ μH ca în exemplul 1 din § 4.8. Cu formulele (4.171) determinăm $C'' = 400$ pF; $C''' = 384$ pF. Luăm $C'' = C''' = 390$ pF ± 5%.

Cu formulele (4.163) și (4.174), pentru frecvența 510 kHz avem $R_{0e} = 99{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$; $A_{0\,sch} = 28$. Amplificarea păstrează aceeași valoare ca în exemplul 1 din § 4.9.

Cu formula (4.173) găsim $L_ș \geqslant 1\,420 - 2\,840$ μH. Luăm $L_ș = 2$ mH.

Să presupunem acum că datele inițiale au rămas aceleași însă schimbătorul de frecvență este realizat cu oscilator separat și s-a hotărît să se încerce realizarea alimentării etajului de amestec prin rezistența R_c după schema din fig. 4.14, *b*. Dacă $E_c = 8$ V; $\delta_\alpha = 0{,}067$, $\delta_t = 0{,}2$ și $R_c = 1{,}2$ kΩ, ca în exemplul 1 din § 4.5, atunci cu formulele (4.167) și (4.166) obținem $R_c = 3{,}46 \cdot 10^3\ \Omega$, $p_{22s} = 348$. Pentru această valoare p_{22s} trebuie luat $p_{22} = 348$ și $p_{11\,urm} = 4$. Atunci cu prima formulă (4.153) avem $Q_2 = 97$, iar cu formula (4.168) — $Q_1 = 100$. Prin urmare ambele circuite acordate trebuie să aibă cel mai mare factor de calitate constructiv. Inductanța L_c păstrează valoarea precedentă.

Cu formulele (4. 169) și (4.170) determinăm $p_2 = 0{,}12$; $p_{1\,urm} = 0{,}1$. Valorile C_t' și C_{cupl} rămîn aceleași.

Cu formula (4.160) pentru $k_{ct} = 0{,}8$ găsim $L_{ct} = 9{,}2$ μH. Cu formulele (4.171) obținem $C'' = 1670$ pF; $C''' = 227$ pF. Luăm $C'' = 1\,600$ pF + 5%; $C''' = 220$ pF ± 5%.

Cu formula (4.174) pentru valoarea precedentă R_{0e} pe frecvența 510 kHz obținem $A_{0\,sch} = 10{,}2$.

Datorită creșterii valorii p_{22}, neluînd în considerare micșorarea valorii $p_{11\,urm}$ amplificarea a scăzut aproape de trei ori.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 5

Calculul amplificatorului de frecvență intermediară

5.1. Generalități

5.1.1. Principalii indici de calitate ai AFI și cerințele impuse lor

Indicii de calitate ai AFI determină într-o mare măsură caracteristicile principale al receptorului cum sînt: coeficientul de amplificare, banda de trecere, selectivitatea față de canalele alăturate ș.a.

Printre indicii de calitate de bază ai AFI se remarcă:

1. Frecvența medie a benzii de trecere f_i (frecvența intermediară nominală).
2. Banda de trecere a AFI cu n etaje B_n, calculată la nivelul de 3 dB.
3. Coeficientul de amplificare în tensiune A_{0n} la frecvența f_i.
4. Coeficientul de calitate D dat de relația:

$$D = B_n \sqrt[n]{A_{0n}}$$

egal cu produsul dintre banda totală B_n și amplificarea (echivalentă) a unui etaj.

5. Coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță K_{dr} egal cu raportul dintre banda de trecere la nivelul 0,1 sau 0,01 și banda de trecere B_n.

AFI li se impun următoarele cerințe de bază:

— amplificarea totală să nu fie mai mică decît cea impusă;

— banda de trecere a AFI trebuie astfel aleasă încît banda de trecere globală a receptorului să fie egală cu cea necesară;

— coeficientul de zgomot nu trebuie să depășească mărimea impusă;

— selectivitatea amplificatorului să nu fie mai mică decît cea dată;

— forma curbei de rezonanță a amplificatorului trebuie să depindă în mică măsură (în limitele admisibile) de variațiile condițiilor exterioare: (temperatură, umiditate, solicitări mecanice, tensiunile surselor de alimentare ș.a.);

— numărul etajelor AFI, gabaritul, greutatea, costul, să fie minime;

— AFI să aibă o construcție simplă, să nu prezinte complicații și dificultăți la acordare și în exploatare, să fie economicos din punct de vedere al consumului de energie de la sursele de alimentare.

În proiectarea AFI atenția principală trebuie acordată următoarelor probleme:

1. Adaptarea etajelor în scopul obținerii unei amplificări maxime. Tranzistoarele au rezistențe de intrare și de ieșire relativ mici. Pentru a se realiza adaptarea dintre rezistența de ieșire a etajului anterior și rezistența de intrare a etajului următor se folosește proprietatea circuitelor oscilante de a transforma impedanțe.

2. Reducerea influenței reacției interne a tranzistoarelor, care determină stabilitatea funcționării AFI. Reacția internă mare, specifică tranzistoarelor, poate conduce la o variație medie a tuturor indicilor de calitate, provoacă autooscilația amplificatorului, deformarea curbei de rezonanță, conduce la apariția interdependenței acordurilor circuitelor din etaje vecine etc. Pentru a înlătura acest fenomen, la majoritatea AFI de bandă largă nu apar greutăți mari nici la proiectarea lor și nici la acordul și exploatarea receptorului. Numai pentru amplificatoarele de bandă îngustă trebuie folosite scheme de AFI stabile și o serie de scheme de recepție care permit mărirea stabilității etajelor.

3. Stabilitatea indicilor de calitate ai receptoarelor, printre care și a coeficientului de amplificare și a formei curbei de rezonanță în domeniul temperaturilor de lucru.

Variațiile temperaturii provoacă variația tuturor parametrilor tranzistoarelor, ceea ce conduce la instabilitatea indicilor de calitate ai AFI, care poate fi foarte mare dacă nu se iau măsuri speciale. Stabilizarea cu temperatura a etajelor AFI se reduce la folosirea unei reacții negative în curent continuu și în tensiune, ceea ce asigură stabilitatea coeficientului de amplificare. Forma curbei de rezonanță și frecvența medie a benzii de trecere se stabilizează prin alegerea valorilor coeficientului de variație cu temperatura a cantităților proprii ale circuitelor oscilante.

5.1.2. Clasificarea și schemele de bază ale AFI

AFI se împart, în funcție de mărimea relativă a lărgimii benzii de trecere B_n, în AFI de bandă îngustă $\left(\frac{B_n}{f_i} \leqslant 0{,}01 - 0{,}05\right)$ și în AFI de bandă largă $\left(\frac{B_n}{f_i} > 0{,}5\right)$. AFI de bandă îngustă și de bandă largă se realizează practic fie sub formă de AFI la care funcțiile de amplificare și de selectivitate sînt asigurate de către fiecare etaj, fie sub formă de AFI în care aceste două funcții sînt separate. În primul caz, fiecare etaj amplificator conține un dispozitiv de amplificare (un tranzistor sau două tranzistoare legate în cascadă) și circuitul oscilant (cu filtru de bandă format din două circuite oscilante) care constituie sarcina tranzistorului. Fiecare etaj AFI are o anumită contribuție atît la realizarea amplificării semnalului cît și la asigurarea selectivității.

În cel de al doilea caz, amplificarea necesară a semnalului este asigurată de către etaje aperiodice (cu sarcină rezistivă) sau rezonante de bandă

Arhiva digitala SaDAng

largă, iar selectivitatea sau banda de trecere sînt date de către filtrul cu selectivitate concentrată (FSC), care se cuplează la intrarea AFI între tranzistoarele din schimbătorul de frecvență și primul etaj AFI.

În afară de aceste tipuri de bază de etaje AFI, în radioreceptoare, și-au găsit o largă utilizare și etaje speciale cum sînt: etajele cu joncțiuni prin cablu, etaje de intrare cu zgomot redus, etaje comandate de tensiune RAA, etaje care lucrează în regim de limitare ș.a. După modul de cuplare a tranzistoarelor, AFI pot fi clasificate în amplificatoare cu emitor comun (EC), cu bază comună (BC), cu legarea tip cascodă a două tranzistoare. Cele mai folosite sînt legările cascodă de tip emitor comun-emitor comun (EC-EC) pe frecvențe $f_i \leqslant 0{,}5 - 1$ MHz și emitor comun-bază comună (EC-BC) pe frecvențe mai înalte.

Schema EC-BC nu este altceva decît legarea în schemă cascodă a etajelor cu sarcină rezistivă și rezonantă.

Schema de bază de conectare a tranzistoarelor în AFI este schema cu EC (fig. 5.1, *a*) care are posibilități de amplificare mult mai mari decît schema cu BC, datorită valorii mari a rezistenței sale de intrare. Totuși, în AFI cu EC nu întotdeauna se reușește să se asigure stabilitatea funcționării din cauza influenței reacției interne a tranzistoarelor. De aceea, în unele situații se folosesc, în locul schemelor cu EC, scheme cu BC (fig. 5.1, *b*), deși această soluție conduce la mărirea numărului de etaje ale amplificatorului de 1,5—2 ori.

De multe ori, în locul schemelor cu EC se folosește conectarea în cascodă a două tranzistoare tip EC-BC (fig. 5.1, *c*) al cărui avantaj principal îl constituie reacția internă mică (de 2—3 ori mai mică decît la schema cu EC).

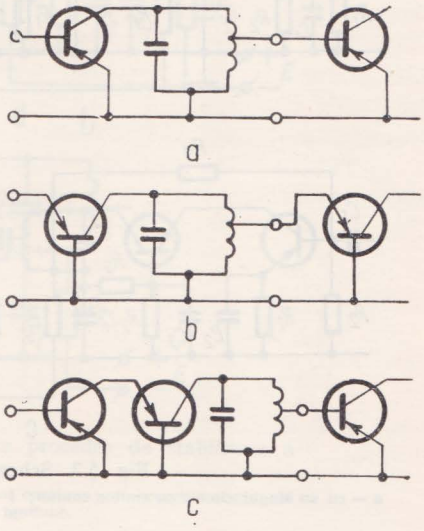


Fig. 5.1. Metodele principale de cuplare a tranzistoarelor în AFI:
a — schema cu emitor comun; *b* — schema cu bază comună; *c* — schema cascodă EC-BC.

Din această cauză AFI cu EC-BC permite obținerea unui coeficient de amplificare cu o stabilitate de 20—30 ori mai înaltă decît la schema cu EC. Folosirea schemelor cu EC-BC în locul schemelor cu EC este întru totul justificată în construcția de AFI cu destinație specială, cînd problema costului are o importanță secundară și chiar și pentru producția de masă cînd prețul de cost pe care-l implică acordul depășește costul numărului suplimentar de tranzistoare.

În afara tranzistoarelor și circuitelor oscilante, etajele AFI mai conțin și alte detalii destinate asigurării regimului de alimentare a tranzistoarelor și stabilizării temperaturii lor, eliminării cuplajelor parazite, asigurării legăturii dintre etaje, etc.

În fig. 5.2 sînt prezentate cîteva exemple de scheme de principiu complete de AFI de tip combinat cu diferite moduri de cuplări ale tranzistoarelor.

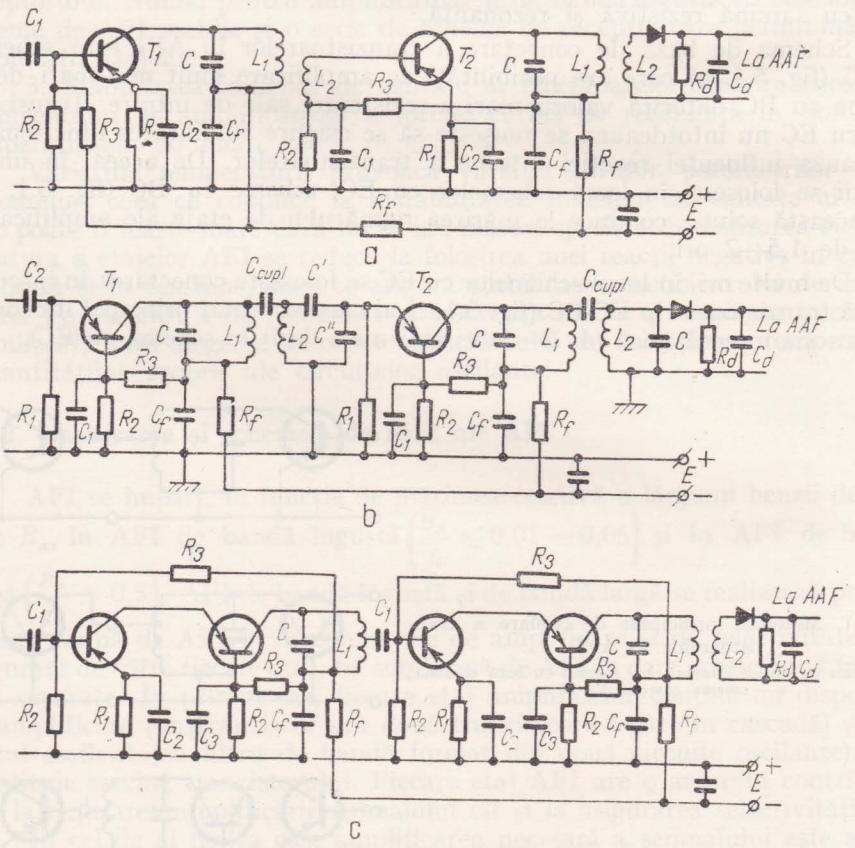


Fig. 5.2. Scheme principiale de AFI:

a — cu un singur circuit cu emitor comun; *b* — cu două circuite cu bază comună; *c* — cascode cu cîte un singur circuit.

Arhiva digitala SaDAng

În toate schemele tensiunea necesară la electrozii tranzistoarelor se determină prin alegerea valorilor rezistențelor R_1, R_2, R_3, R_f și a f.e.m. a sursei de alimentare E. În afară de asigurarea regimului tranzistoarelor în curent continuu, aceste rezistențe formează în fiecare etaj circuite de reacție negativă în curent continuu și în tensiune. Variațiile temperaturii mediului înconjurător conduc, pe de o parte, la variațiile parametrilor tranzistoarelor în punctul de funcționare, iar pe de altă parte, provoacă variația poziției punctului de funcționare pe caracteristicile statice, ceea ce conduce, de asemenea, la variația parametrilor tranzistoarelor. Rezistențele R_1, R_2, R_3 și R_f se aleg astfel încît variațiile amintite ale parametrilor să se compenseze reciproc. Astfel se asigură stabilizarea coeficientului de amplificare a AFI în gama temperaturilor de lucru.

O utilizare practică au căpătat-o trei tipuri de etaje AFI cu diferite procedee de stabilizare a temperaturii. Să le analizăm pe baza schemei AFI cu EC (fig. 5.3).

În schema din fig. 5.3, *a* se folosește o reacție negativă în tensiune continuă. Ea este eficace pentru valori mari ale rezistenței din filtrul de separare R_f a cărui alegere corectă asigură o constanță ridicată a coeficientului de amplificare în gama de temperaturi de la —60 la +60°C. Însă în acest caz în R_f se disipă aproximativ jumătate din puterea consumată de etaj. În plus, schema necesită o tensiune de alimentare ridicată. O variantă a sche-

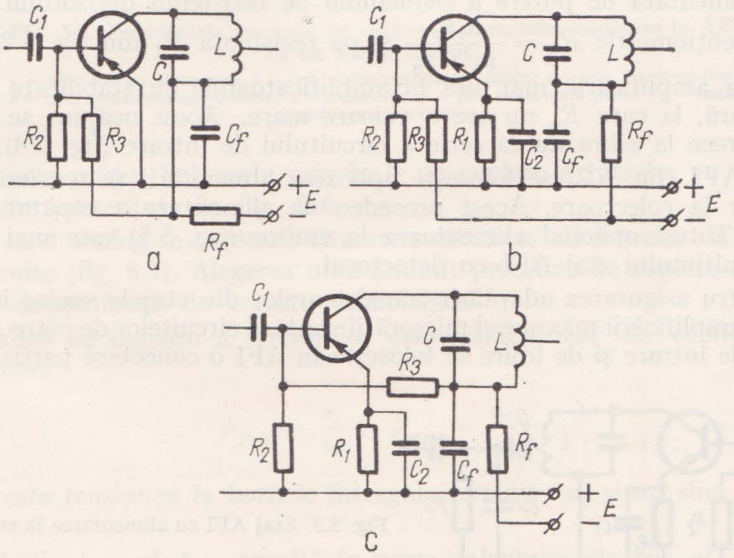


Fig. 5.3. Scheme de etaje AFI cu diferite procedee de stabilizare a temperaturii:

a — reacție în tensiune continuă; *b* — reacție în curent continuu; *c* — reacție combinată în curent continuu și în tensiune.

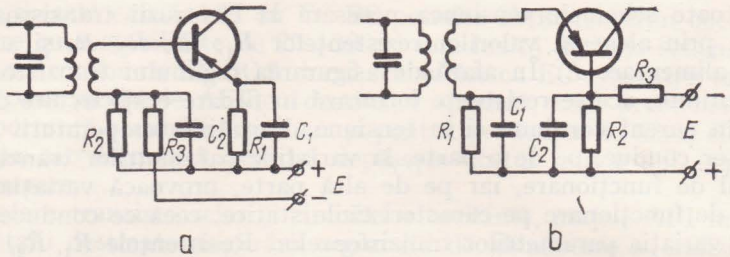


Fig. 5.4. Scheme AFI cu alimentarea serie a circuitelor de intrare ale tranzistoarelor:
a — schema cu emitor comun; *b* — schema cu bază comună.

mei fără rezistența R_2 se folosește uneori în AFI din receptoarele simple destinate pentru funcționarea în intervalul de temperaturi $(+4 \ldots +40)°C$.

În etajul din figura 5.3, *b* are loc o reacție negativă în curent continuu. Schema funcționează bine în gama de temperaturi $(-20 \ldots +50)°C$. În AFI din fig. 5.3, *c* se folosește o reacție combinată în curent continuu și în tensiune. Schema funcționează bine cu $R_f \geqslant 1—3$ kΩ în intervalul de temperatură $(-40 \ldots +60)°C$.

În schemele din fig. 5.3 și în primele etaje AFI (fig. 5.2) s-a utilizat o alimentare paralelă a circuitelor tranzistoarelor, ceea ce conduce la o pierdere suplimentară de putere a semnalului pe rezistența divizorului de tensiune potențiometric $R_p = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$ și pe rezistența R_1 din fig. 5.2, *b* și la micșorarea amplificării, mai ales în amplificatoarele cu stabilitate mare la temperatură, la care R_p nu are o valoare mare. Acest neajuns se înlătură dacă se trece la alimentarea serie a circuitului de intrare (fig. 5.4).

În AFI (fig. 5.2) se folosește aplicarea alimentării (a tensiunii) tranzistoarelor la colectoare. Acest procedeu de alimentare a căpătat o largă utilizare. Totuși aplicînd alimentarea la emitor (fig. 5.5) este mai comodă cuplarea ultimului etaj AFI cu detectorul.

Pentru asigurarea adaptării tranzistoarelor din etajele vecine în scopul obținerii amplificării maxime și micșorării șuntării circuitelor de către rezistențele lor de intrare și de ieșire se folosește în AFI o conectare parțială a cir-

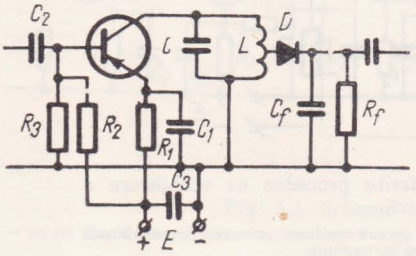


Fig. 5.5. Etaj AFI cu alimentarea la emitor.

Arhiva digitala SaDAng

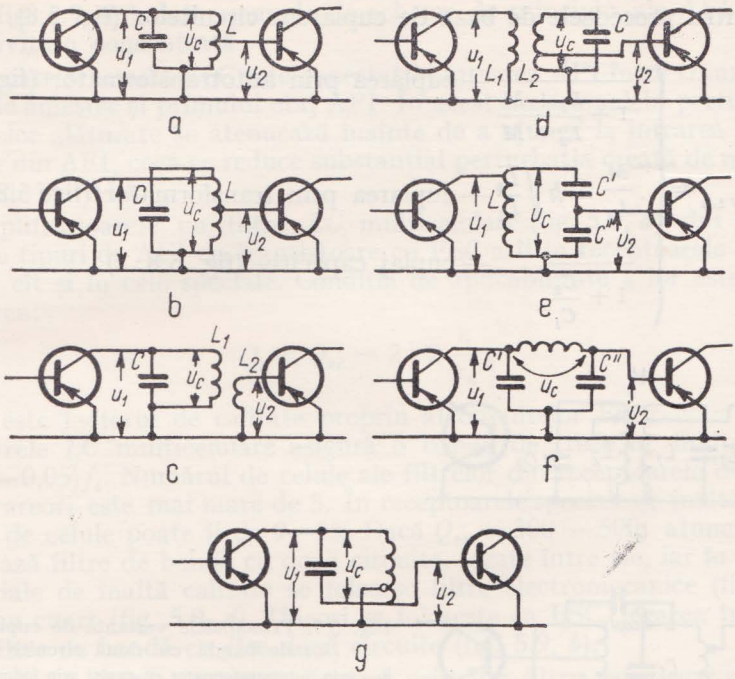


Fig. 5.6. Principalele variante de cuplare a circuitelor oscilante la AFI cu un singur circuit;
a — prin autotransformator; *b* — prin autotransformator dublu; *c* — prin transformator; *d* — prin transformator inversat; *e* — capacitiv; *f* — prin inductanță „serie"; *g* — autotransformator inversat.

cuitelor (prin prize). Schemele principale de cuplare a filtrelor cu un singur circuit sînt prezentate în fig. 5.6.

În mod analog se cuplează circuitele oscilante ale filtrelor de bandă cu două circuite (fig. 5.7). Alegerea unui anumit procedeu de cuplare a circuitelor este determinată de cerințe tehnologice.

Gradul de cuplare a circuitelor este caracterizat de coeficienții de transformare:

$$p_{Tr1} = \frac{u_1}{u_c}\ ;\ p_{Tr2} = \frac{u_2}{u_c},$$

unde u_c este tensiunea la bornele întregului circuit; u_1 și u_2 sînt tensiunile la prize.

Valorile p_{Tr1} și p_{Tr2} rezultă în urma calculului electric al AFI. Asigurarea constructivă a coeficienților de transformare depinde de procedeul ales de cuplare a circuitului.

Pentru procedeele de bază de cuplare a circuitelor (fig. 5.8),

$$p_{Tr\,1,2} = \begin{cases} \dfrac{1}{1+\dfrac{L_1+M}{L_2+M}} & \text{— cuplarea prin autotransformator (fig. 5.8, } a\text{)} \\ \dfrac{M}{L_1} = k\sqrt{\dfrac{L_2}{L_1}} & \text{— cuplarea prin transformator (fig. 5.8, } b\text{)} \\ \dfrac{1}{1+\dfrac{C_2}{C_1}} & \text{— cuplaj capacitiv (fig. 5.8, } c\text{)} \end{cases}$$

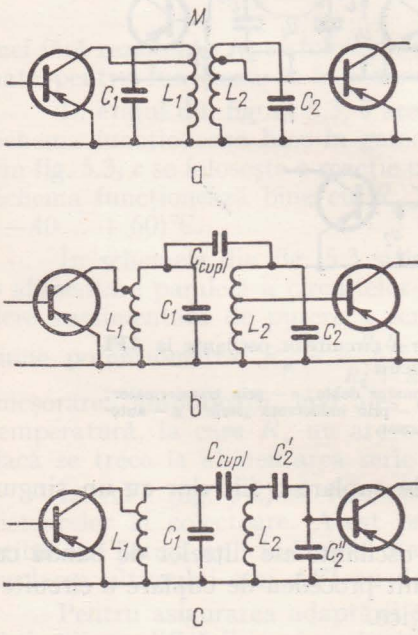


Fig. 5.7. Principalele variante de cuplare a filtrelor de bandă cu două circuite AFI:
a — prin autotransformator cu cuplaj prin inductanță mutuală între circuite; *b* — prin autotransformator cu cuplaj capacitiv între circuite; *c* — prin capacitate cu cuplaj capacitiv între circuite

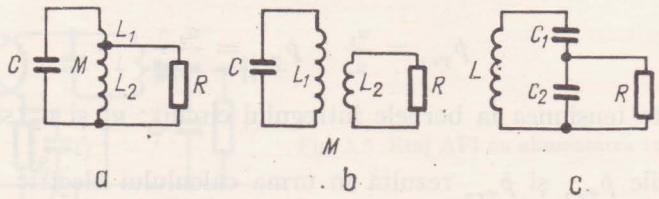


Fig. 5.8. Scheme generalizate de cuplare parțială a circuitelor:
a — prin autotransformator; *b* — prin transformator; *c* — capacitiv.

Arhiva digitala SaDAng

În fig. 5.9 sînt date exemple de scheme de principiu ale AFI cu filtre cu selectivitate concentrată.

În toate schemele FSC este conectat la intrarea AFI între tranzistoarele etajului de amestec și primului etaj AFI. În acest caz semnalele perturbatoare ale canalelor alăturate se atenuează înainte de a ajunge la intrarea primului tranzistor din AFI, ceea ce reduce substanțial perturbația creată de modulația încrucișată în AFI.

Amplificatoarele cu filtre *LC* multicelulare (fig. 5.9, *a*) sînt cele mai răspîndite tipuri de AFI cu tranzistoare cu FSC atît în receptoarele de radiodifuziune cît și în cele speciale. Condiția de aplicabilitate a lor este dată de inegalitatea:

$$Q_c < Q_{cr} = 2\sqrt{2}\,\frac{f_i}{B_n},$$

unde Q_c este factorul de calitate propriu al circuitelor FSC.

Filtrele *LC* multicelulare asigură o bandă de trece în limitele $B_n = (0{,}01 - 0{,}05) f_i$. Numărul de celule ale filtrelor din receptoarele de radiodifuziune rareori este mai mare de 5. În receptoarele speciale de înaltă calitate, numărul de celule poate fi de 9—13. Dacă $Q_{cr} = 300 - 500$, atunci ca FSC se utilizează filtre de bandă cu două circuite, legate între ele, iar în receptoarele speciale de înaltă calitate se folosesc filtre electromecanice (fig. 5.9, *c*) și filtre cu cuarț (fig. 5.9, *d*). Uneori se folosește ca FSC, legarea în cascadă a două filtre de bandă cu cîte două circuite (fig. 5.9, *b*).

Cel de al doilea circuit oscilant al primului filtru este legat cu primul circuit al celui de al doilea filtru printr-un cuplaj capacitiv exterior realizat prin intermediul condensatorului C_{cupl}. Acest cuplaj trebuie să asigure aceeași valoare a coeficientului generalizat de cuplaj β ca și cuplajul fiecărei perechi de circuite ale filtrului.

Filtrele electromecanice asigură obținerea unei curbe de rezonanță foarte apropiată ca formă de cea ideală dreptunghiulară. Ele au dimensiuni reduse, greutate mică, dar sînt fabricate pentru frecvențe nu prea mari (pînă la cîteva MHz) și au un preț de cost relativ ridicat. În schema din fig. 5.9, *c* circuitul oscilant de intrare $L_1 C_3$ al filtrului magnetostrictiv este cuplat prin autotransformator la circuitul de colector al etajului de amestec. Tensiunea de semnal, obținută la ieșirea L_2C_4 a filtrului magnetostrictiv se aplică la baza tranzistorului din primul etaj AFI. AFI cu FSC piezoelectrice (de obicei cu cuarț) se utilizează pentru obținerea unei recepții stabile la perturbații a semnalelor cu spectre înguste de frecvențe (de ordinul zecilor și unităților de Hz). Influența cuplării FSC la intrarea AFI se ia în considerație în calcule în coeficientul de amplificare al etajului de amestec:

$$A_{0\,com} = A_{01} K_F,$$

unde $A_{0\,com}$ este coeficientul de amplificare la rezonanță al etajului de amestec care se ia în considerare la determinarea tensiunii de la intrarea primului tranzistor AFI; A_{01} — valoarea lui $A_{0\,com}$ în cazul că etajul de amestec lucrează

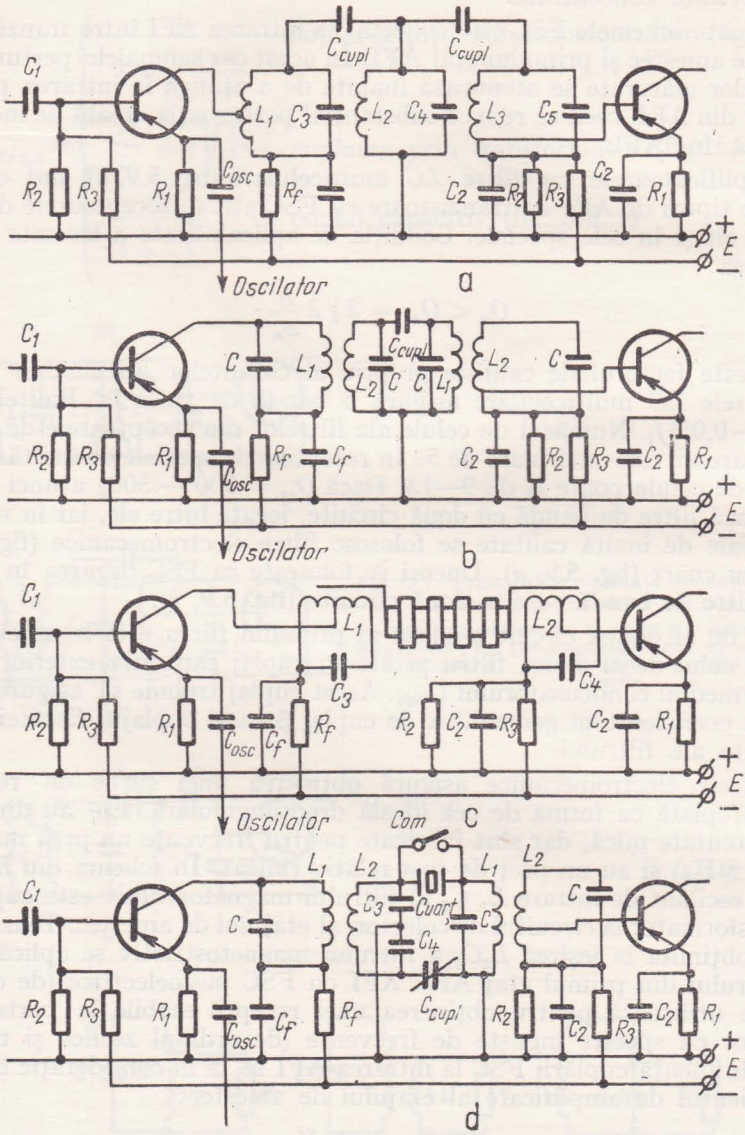


Fig. 5.9. Scheme de filtre cu selectivitate concentrată:

a — filtru *LC* multicelular; *b* — filtru cu două filtre de bandă a două circuite; *c* — filtru electromecanic; *d* — filtru cu cuarț.

Arhiva digitala SaDAng

cu un singur circuit a cărui impedanță echivalentă este egală cu impedanța caracteristică a FSC, considerat în circuitul de colector; K_F — coeficientul de transfer în tensiune al filtrului.

Amplificarea necesară a semnalului în AFI cu FSC este asigurată de către amplificatoare rezistive de bandă largă (pentru $f_i \leqslant 1$ MHz) și de către etaje de bandă largă cu un singur circuit și cu două circuite, de tip combinat. Banda de trecere a etajelor amplificatoare se alege de cîteva ori mai largă decît banda de trecere a FSC.

5.1.3. Alegerea tipurilor de tranzistoare pentru AFI

Tipurile de bază de tranzistoare pentru AFI sînt tranzistoarele de înaltă frecvență cu germaniu sau cu siliciu. Ultimele se folosesc pentru temperaturi ridicate de funcționare a AFI (peste 60°C). Totuși aceste tranzistoare nu pot fi folosite în toate situațiile. La frecvențe relativ joase ($f_i \leqslant 400 - 500$ kHz) se pot proiecta AFI de calitate cu tranzistoare de difuzie bune.

Alegerea tranzistoarelor pentru AFI începe cu aprecierea proprietăților lor de frecvență avînd drept criteriu mărimea limită a pantei f_s. Pentru amplificatoarele de bandă îngustă această apreciere se face cu formula:

$$f_s \geqslant (0{,}3 - 0{,}6) f_i.$$

În felul acesta micșorarea coeficientului de amplificare, provocată de dependența pantei tranzistorului de frecvență, nu va fi mai mare de două ori.

Pentru AFI de bandă largă se folosesc două inegalități:

$$f_{s1} \geqslant (0{,}3 - 0{,}6) f_i$$

$$f_{s2} \geqslant f_i \sqrt{\frac{B_n}{f_i} \frac{\sqrt[n]{\varepsilon^2 + 1}}{\sqrt[n]{\varepsilon^2 - 1}}}, \tag{5.1}$$

unde

$$\varepsilon = \frac{1 + \dfrac{\Delta P}{P}}{1 - \dfrac{\Delta P}{P}},$$

$\dfrac{\Delta P}{P}$ — deviația relativă maximă admisibilă a ordonatei curbei de rezonanță față de valoarea nominală (la frecvența corespunzătoare nivelului de calcul al benzii de trecere), provocată de dependența pantei tranzistorului de frecvență; de obicei $\dfrac{\Delta P}{P} \leqslant 0{,}05 - 0{,}1$.

Dintre valorile f_{s1} și f_{s2} obținute, se alege cea mai mare. Numărul de etaje n din relația (5.1) se alege de obicei orientativ din coeficientul de amplificare A_{0n} dat și din banda de trecere B_n.

Dacă amplificatorului i se impune cerința de asigurare a unui nivel minim al zgomotelor interne, atunci aprecierea proprietăților de frecvență ale tranzistoarelor, destinate să funcționeze în primul și uneori și în al doilea etaj, se face pe lîngă formula (5.1) cu formula

$$f_{s3} \geqslant (2-3)\frac{f_i}{\gamma}(1-\alpha_C)\left(1+\beta_0\frac{r_e}{r_{bb'}}\sqrt{\frac{1+\sqrt{1-\alpha_0}}{2\sqrt{1-\alpha_0}}}\right),$$

unde r_e, $r_{bb'}$, α_0, β_0 — rezistența joncțiunii de emitor, rezistența cristalului bazei și respectiv coeficienții de amplificare în curent în schemele BC și EC; γ — coeficient care depinde de tipul tranzistorului:

$$\gamma = \begin{cases} 1{,}2 \text{ pentru tranzistoarele drift} \\ 1{,}6 \text{ pentru tranzistoarele de difuzie.} \end{cases}$$

După calculul frecvenței f_s necesare trebuie ales, cu ajutorul cataloagelor, tipul concret de tranzistor.

Din păcate, în multe cataloage nu se dă frecvența limită f_s, iar proprietățile de frecvență ale tranzistoarelor se apreciază cu alte frecvențe limită legate de f_s prin următoarele relații:

$$f_s = f_\beta\left(1+\beta_0\frac{r_e}{r_{bb'}}\right) = f_T(1-\alpha_0)\left(1+\beta_0\frac{r_e}{r_{bb'}}\right) =$$

$$= \frac{1-\alpha_0}{\gamma}f_\alpha\left(1+\beta_0\frac{r_e}{r_{bb'}}\right) = f_h^2\frac{30\,r_{bb'}C_c}{\gamma\beta_0}\left(1+\beta_0\frac{r_e}{r_{bb'}}\right).$$

În această formulă $r_{bb'}C_0$ se măsoară în picosecunde, f_h — în MHz, f_s — în Hz; C_c — capacitatea joncțiunii de colector.

În continuare se determină valorile medii ale parametrilor tranzistoarelor, conectate după schema EC, în punctul de funcționare pe frecvența f_i pentru AFI în care toate etajele sînt acordate pe această frecvență, și în plus pe frecvențele $f_{1,2} = f_0 \pm \frac{B_n}{2}$ pentru etajele decalat acordate ale AFI cu etaje decalat acordate, dacă $\frac{B_n}{f_0} \geqslant 0{,}3$.

În calculul AFI se folosesc următorii parametri:

— valoarea absolută a pantei S;

— rezistențele și capacitățile de intrare și de ieșire R_{in}, C_{in}, $R_{ieș}$, $C_{ieș}$, determinate fără a lua în considerație influența reacției;

— valoarea absolută a admitanței de reacție și componentele ei: $|y_{12}|$, r_{12}, C_{12}.

Arhiva digitala SaDAng

Trebuie acordată prioritate tranzistoarelor care au la frecvența intermediară cele mai mari valori pentru panta S, rezistența de intrare R_{in}, rezistența de ieșire $R_{ieș}$ și cele mai mici valori pentru: admitanța de reacție Y_{12}, capacitatea de intrare C_{in} și capacitatea de ieșire $C_{ieș}$.

În afară de parametrii enumerați trebuie cunoscută instabilitatea relativă maximă $\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}}$ și $\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}}$, provocate de acțiunea factorilor destabilizatori externi (variațiile de temperatură și ale surselor de alimentare) și să fie luate în considerare abaterile tehnologice (dispersii) ale capacităților C_{in} și $C_{ieș}$.

Dacă în AFI se propune anticipat să se folosesc tranzistoare în schemă cascadă sau în schemă cu BC, atunci valorile parametrilor lor se calculează în conformitate cu relațiile aproximative prezentate în tabelul 5.1.

Tabelul 5.1

Parametri	Modul de cuplare a tranzistoarelor			
	EC	BC	EC — BC	EC – EC
Rezistența de intrare R_{in}	r_{11}	$\frac{r_{11}}{1 + r_{11}S}$	r_{11}	r_{11}
Capacitatea de intrare C_{in}	C_{11}	$\frac{S}{2\pi f_s + \left(1 + \left(\frac{f_i}{f_s}\right)^2\right)} + C_{11}$	C_{11}	C_{11}
Rezistența de ieșire $R_{ieș}$	r_{22}	r_{22}	r_{12}	r_{22}
Capacitatea de ieșire $C_{ieș}$	C_{22}	C_{22}	C_{12}	C_{22}
Panta S	S	S	S	$\frac{S^2}{\lvert Y + Y_{11}\rvert}$
Admitanța de reacție Y_{12}	$\lvert Y_{12}\rvert$	$\lvert Y_{12}\rvert \left\lvert 1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right\rvert$	$\frac{Y_{12}^2}{S}\left\lvert 1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right\rvert$	$\frac{\lvert Y_{12}\rvert^2}{\lvert Y + Y_{11}\rvert}$
Capacitatea de amplificare stabilă A^2	$\frac{S}{\lvert Y_{12}\rvert}$	$\frac{\frac{S}{\lvert Y_{12}\rvert}}{\left\lvert 1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right\rvert}$	$\frac{\frac{S}{\lvert Y_{12}\rvert^2}}{\left\lvert 1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right\rvert}$	$\left\lvert \frac{S}{Y_{12}}\right\rvert$

Observații:

1) r_{11}, r_{22}, C_{11}, C_{22} — rezistențele și capacitățile de intrare și ieșire sînt măsurate în schema EC

2) $Y_{12} = \sqrt{\frac{1}{r_{12}^2} + (2\pi f_i C_{12})^2}$; $Y_{22} = \frac{1}{r_{22}} + j\omega_i C_{22}$; $Y_{11} = \frac{1}{r_{11}} + j\,\omega_i C_{11}$.

3) Y — admitanța de sarcină în circuitul de colector al primului tranzistor din schema EC-EC.

5.1.4. Influența reacțiilor parazite în AFI

În AFI cu tranzistoare pot avea loc următoarele tipuri de reacții parazite:

— reacție inductivă și capacitivă între detaliile (piesele) amplificatorului și firele de conexiuni ale montajului;

— reacții datorate circuitelor comune de alimentare și de reglare;

— reacție prin admitanțele de reacție (de transfer invers) ale tranzistoarelor.

Primele două grupe de reacții au căpătat denumirea de reacții externe, iar cea de a treia, de reacție internă.

Reacțiile externe pot fi reduse în așa măsură (prin ecranare, prin dispunerea reciprocă rațională a detaliilor și conductoarelor de legătură, cu ajutorul filtrelor de decuplare montate în circuitele de alimentare comună și de reglare) încît influența lor poate fi neglijată.

Reacția internă în tranzistoare conduce la variația tuturor indicilor de calitate ai AFI, poate provoca autoexcitarea lor, alterarea formei curbei de rezonanță, interdependența acordurilor circuitelor, o variație rapidă a benzii de trecere etc. Din acest motiv este necesar ca în proiectarea AFI să se țină seama de influența reacției interne. În acest caz se poate lua drept criteriu gradul de variație a benzii de trecere a amplificatorului ca cel mai „sensibil" indice de calitate.

Gradul de influență al reacției interne este admisibil dacă variația relativă a benzii de trecere $\frac{\Delta B_{max}}{B_n}$ nu depășește valoarea admisibilă $\frac{\Delta B}{B}$.

Influența reacției interne poate fi neglijată dacă pentru fiecare etaj amplificator

$$A_{01} \leqslant A_{0s} = A\sqrt{2K_s(1-K_s)},$$

unde A_{01} — coeficientul de amplificare determinat fără a ține seama de reacție;

$K_s = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta B}{B}$ — coeficientul de stabilitate al benzii de trecere.

În majoritatea cazurilor practice $\frac{\Delta B}{B} \leqslant 0{,}1 \div 0{,}2$ ($K_s = 0{,}9 - 0{,}95$). În acest fel $A_{0s} = (0{,}31 - 0{,}43)\ A$.

În relațiile prezentate factorul A caracterizează proprietățile active ale tranzistoarelor ca dispozitive de amplificare și gradul de reacție internă. Relațiile de calcul pentru parametrul A sînt date în tabelul 5.1.

O reacție internă mare nu permite, în multe cazuri, mai ales la AFI cu EC, să se realizeze posibilitățile mari de amplificare ale tranzistoarelor.

Mărimea A_{01} poate fi de cîteva ori mai mare decît A_{0s}. Asigurarea stabilității AFI se face cu ajutorul metodelor active și pasive. Metodele pasive de mărire a stabilității asigură îndeplinirea condițiilor de stabilitate prin micșorarea lui A_{01}, pe cînd metodele active — prin mărirea lui A_{0s}.

Arhiva digitala SaDAng

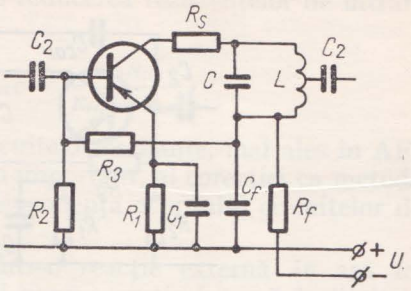


Fig. 5.10. Etaj AFI cu rezistență R_s pentru creșterea stabilității (antiparazită).

Printre metodele pasive de mărire a stabilității se pot enumera:

1) folosirea conectării tranzistoarelor în schemă BC în locul schemei EC;

2) introducerea în circuitul de colector a unei rezistențe de stabilizare (antiparazită) R_s așa cum se arată în fig. 5.10. Valoarea rezistenței R_s se alege experimental și de obicei $R_s = 50 — 100\ \Omega$;

3) reducerea coeficienților de transformare la circuitele cuplate din circuitele de colector:

$$p^*_{Tr1} = p_{Tr1} \frac{A_{0s}}{A_{01}};$$

4) folosirea regimului de amplificare fixă pentru o bandă de trecere dată (vezi § 5.2).

Este util să fie folosite metodele pasive de măsurare a stabilității dacă $A_{01} \leqslant 1{,}5\ A_{0s}$.

În cadrul metodelor active de mărire a stabilității se întîlnesc următoarele procedee:

1. Corecția reacției interioare printr-o reacție exterioară, astfel încît reacția rezultantă în etaj să fie negativă în limitele benzii de trecere.

Două tipuri de corecție și-au căpătat utilizare practică; corecția tip C (fig. 5.11) și corecția tip R (fig. 5.12).

O cerință obligatorie a corecției de tip C este ca în schemă să existe un transformator defazor (fig. 5.11, *a*) sau un autotransformator (fig. 5.11, *b*). Acest tip de corecție este folosit pe larg în AFI de bandă îngustă. Mărimea capacității de corecție se calculează cu formula:

$$C_{cor} = \frac{p_{Tr1}}{p_{Tr2}} C_{12} + \frac{1}{2\pi f_s r_{12}},$$

unde C_{12} este componenta capacitivă a admitanței de reacție a tranzistorului; r_{12} — componenta activă a acestei admitanțe.

Rezistența de corecție R_{cor} din fig. 5.12 este introdusă între baza și colectorul tranzistorului și împreună cu rezistența R_2 formează un divizor potențiometric de alimentare a circuitului bazei tranzistorului.

Mărimea sa se determină cu formula:

$$R_{cor} = \frac{r_{12}}{2\pi f_s r_{12} C_{12} - 1}.$$

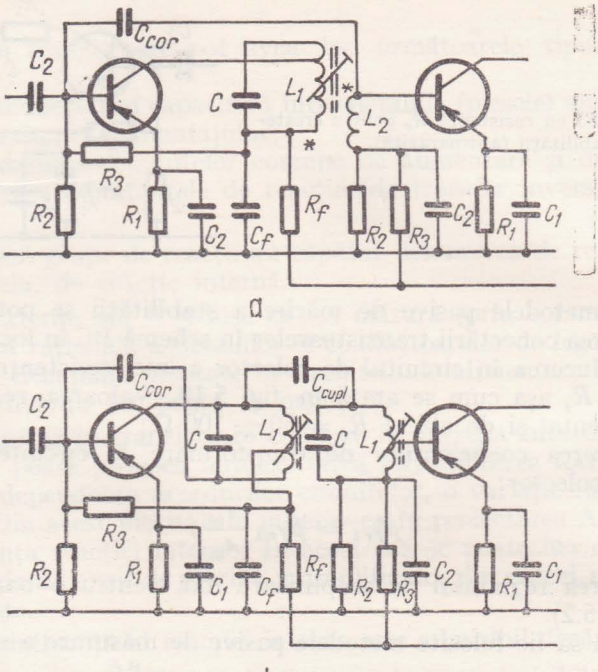


Fig. 5.11. Scheme de AFI cu corecție tip C:
a — cu un singur circuit; *b* — cu două circuite.

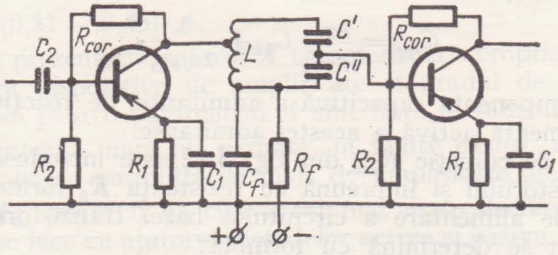


Fig. 5.12. Schemă de AFI cu corecție de tip R.

Arhiva digitala SaDAng

Neajunsul corecției tip R îl constituie reducerea rezistențelor de intrare și de ieșire ale tranzistorului:

$$R_{in\ cor} = \frac{R_{in}R_{cor}}{R_{in} + R_{cor}}; \quad R_{ieșC} = \frac{R_{ieș}R_{cor}}{R_{ieș} + R_{cor}},$$

ceea ce conduce la o șuntare nedorită a circuitelor oscilante, mai ales în AFI de bandă îngustă. Un alt neajuns, mai puțin important, al corecției ca metodă de mărire a stabilității, îl constituie interdependența acordului circuitelor de intrare și ieșire ale etajelor.

2. Neutralizarea reacției interne printr-o reacție externă în așa fel încît reacția externă să compenseze cît mai precis reacția internă în limitele benzii de trecere a AFI. Metodele cunoscute de neutralizare diferă prin procedeele de cuplare a circuitului de reacție la bornele de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

Cea mai frecventă utilizare practică a căpătat-o neutralizarea tip y cu circuite de neutralizare $C_N R_N$ serie (fig. 5.13, *a*) și paralel (fig. 5.13, *b*).

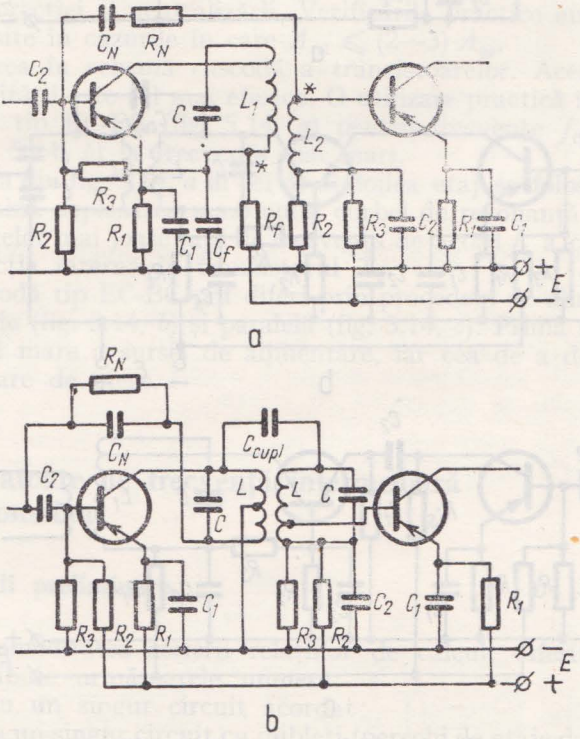


Fig. 5.13. Scheme de AFI cu neutralizare tip y:
a — serie; *b* — paralelă.

Neutralizarea, ca și corecția tip C, necesită ca în schemă să existe un transformator defazor (fig. 5.13, *a*) sau un autotransformator (fig. 5.13, b).

Pentru circuitul serie:

$$R_N = \frac{\frac{p_{Tr\,2}}{p_{Tr\,1}} r_{12}}{1 + (2\pi f_i r_{12} C_{12})^2}; \quad C_N = \frac{p_{Tr\,1} C_{12}}{p_{Tr\,2}} \left[1 + \frac{1}{(2\pi f_i r_{12} C_{12})^2}\right]$$

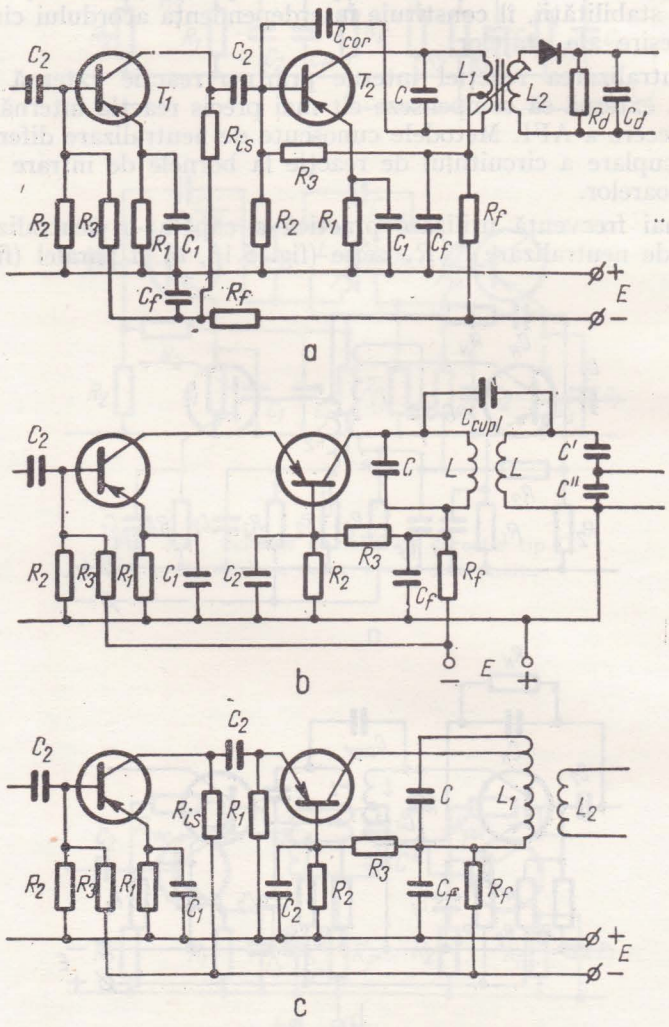


Fig. 5.14. Scheme cascodă de AFI:

a — tip EC-EC; *b* — tip EC-BC cu alimentare serie; *c* — tip EC-BC cu alimentare paralelă.

Arhiva digitala SaDAng

Pentru circuitul derivație:

$$R_N = \frac{p_{Tr2}}{p_{Tr1}} r_{12}; \quad C_N = \frac{p_{Tr1}}{p_{Tr2}} C_{12}.$$

Aici r_{12} este componenta activă a admitanței de reacție a tranzistorului.

În practică corecția și neutralizarea, nu pot fi absolut exacte, din cauza neuniformității dependenței parametrilor tranzistoarelor (r_{12}, C_{12}), a circuitului de corecție (R_{cor}, C_{cor}) și a circuitului de neutralizare (R_N, C_N) de frecvență, de temperatură și de tensiune. Chiar dacă la acordul inițial al AFI s-a obținut o corecție sau o neutralizare precisă, în procesul de exploatare apare în mod inevitabil o înrăutățire a acestora.

Calculul elementelor din circuitul de corecție și de neutralizare se face folosind valorile medii ale parametrilor tranzistoarelor, ceea ce evident, conduce la o înrăutățire a condițiilor de neutralizare și de corecție. Același efect îl are variațiile valorilor nominale ale rezistențelor și condensatoarelor introduse în circuitul de reacție exterioară. Cauzele enumerate mai sus limitează posibilitățile corecției și neutralizării. Verificările practice au demonstrat că ele pot fi folosite în cazurile în care $A_{01} \leqslant (2—3) A_{0s}$.

3. Cuplarea în schemă cascodă a tranzistoarelor. Acest procedeu de mărire a stabilității este cel mai eficace. O utilizare practică în AFI au căpătat-o schemele tip EC-EC (fig. 5.14, *a*) pentru frecvențe $f_i \leqslant 0{,}5—2$ MHz și EC-BC (fig. 5.14, *b*) la frecvențe mai mari.

În schema din fig. 5.14, *a* în cel de al doilea etaj se folosește o corecție tip C care elimină deplasarea maximului curbei de rezonanță a AFI, în spre partea frecvențelor mai joase față de frecvența de acord f_i a circuitului, provocată de reacția internă în tranzistorul T_2.

AFI cascodă tip EC-BC pot diferi prin procedeul de alimentare a tranzistoarelor: serie (fig. 5.14, *b*) și paralelă (fig. 5.14, *c*). Prima schemă necesită o tensiune mai mare a sursei de alimentare, iar cea de a doua conține un număr mai mare de piese.

5.2. Amplificatoare de frecvență intermediară de tip combinat

5.2.1. Observații preliminare

Pentru comoditatea scrierii relațiilor de calcul, diferitelor tipuri de AFI li se atribuie următoarele numere:

1) AFI cu un singur circuit acordat;

2) AFI cu un singur circuit cu dubleți (perechi de etaje decalat acordate) și cu maximul caracteristicii de frecvență plat;

3) AFI cu un singur circuit cu dubleți și cu o cădere a curbei de rezonanță pînă la nivelul de —3 dB;

4) AFI cu un singur circuit cu tripleți (trei etaje decalat acordate) și cu maximul curbei de rezonanță plat;

5) AFI cu un singur circuit cu tripleți și cu o cădere a curbei de rezonanță pînă la nivelul de —3 dB;

6) AFI cu două circuite cu maximul curbei de rezonanță plat;

7) AFI cu două circuite cu o cădere a curbei de rezonanță pînă la nivelul de —3 dB;

8) Amplificator cu etaje (alternate) cu un singur circuit și cu două circuite cu maximul curbei de rezonanță plat;

9) Amplificator cu etaje alternate cu un singur circuit și cu două circuite și cu o cădere a curbei de rezonanță pînă la nivelul de —3 dB.

În AFI cu tranzistoare se folosesc două regimuri de lucru de bază:

1) regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată;

2) regimul de amplificare fixă pentru o bandă de trecere dată.

Primul regim se folosește în cazurile în care reacția internă nu are o influență apreciabilă asupra indicilor de calitate ai AFI și cînd surplusul posibil de amplificare nu depășește valoarea admisibilă. Cel de-al doilea regim se folosește cînd mărimea coeficientului de amplificare este limitată:

— de coeficientul maxim de amplificare stabilită A_{cs}, determinat ținîndu-se seama de influența reacției interne a tranzistoarelor;

— de coeficientul dat de amplificare $A_1 < A_{cs}$, cînd surplusul de amplificare care poate avea loc în amplificator, în special în AFI cu etaje cu un singur circuit și decalat acordate, nu este de dorit.

5.2.2. Relațiile de calcul principale ale AFI cu un singur circuit

Schema echivalentă (valabilă pentru curent alternativ) a etajului cu un singur circuit este prezentată în fig. 5.15. Nu este greu de arătat prin metodele obișnuite că valoarea absolută a coeficientului de amplificare în tensiune a etajului se determină cu relația:

$$A_1 = \frac{u_2}{u_{in}} = \frac{p_{Tr1} p_{Tr2} S R_{0c}}{\left(1 + p_{Tr1}^2 \frac{R_{0c}}{R_{ies}} + p_{Tr2}^2 \frac{R_{0c}}{R_{in}}\right)\sqrt{1 + y^2 Q_e^2}}, \tag{5.2}$$

unde

$$R_{0c} = \frac{Q_e}{2\pi f_r C_e} \tag{5.3}$$

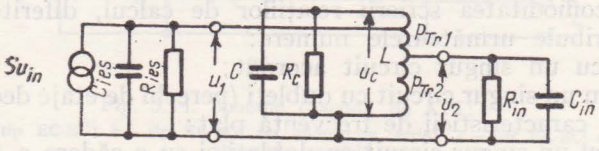


Fig. 5.15. Schema echivalentă a etajului cu un singur circuit.

Arhiva digitala SaDAng

este impedanța proprie a circuitului la rezonanță;

$$C_t = C_c + p_{Tr1}^2 C_{ieș} + p_{Tr2}^2 C_{in} \tag{5.4}$$

este capacitatea totală a circuitului; C_c, Q_c sînt capacitatea proprie și respectiv factorul de calitate al circuitului fără sarcină;

$$Q_e = \frac{Q_c}{1 + p_{Tr1}^2 \frac{R_{0c}}{R_{ieș}} + p_{Tr2}^2 \frac{R_{0c}}{R_{in}}} \tag{5.5}$$

este factorul de calitate al circuitului în sarcină;

$$y = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \tag{5.6}$$

este dezacordul relativ; $R_{ieș}$, $C_{ieș}$, R_{in}, C_{in} sînt rezistența și capacitatea de ieșire ale tranzistorului din etajul analizat și respectiv rezistența și capacitatea de intrare ale tranzistorului din etajul următor; S este panta transformatorului la frecvența de acord a etajului f_r.

Pentru $f = f_r (y = 0)$ coeficientul de amplificare a etajului la rezonanță are expresia:

$$A_{01} = \frac{p_{Tr1} p_{Tr2} S R_{0c}}{1 + p_{Tr1}^2 \frac{R_{0c}}{R_{ieș}} + p_{Tr2}^2 \frac{R_{0c}}{R_{in}}}. \tag{5.7}$$

În proiectarea etajului se pot varia în limite largi coeficienții de transformare p_{Tr1}, p_{Tr2} și capacitatea proprie a circuitului oscilant C_c. Parametrii tranzistoarelor R_{in}, C_{in}, $R_{ieș}$, $C_{ieș}$, S și factorul de calitate al bobinei circuitului se aleg anticipat și de obicei se consideră constanți.

Coeficienții de transformare p_{Tr1} și p_{Tr2} trebuie astfel aleși încît suntarea circuitelor oscilante de către tranzistorul precedent și de către cel următor să asigure factorul de calitate echivalent al circuitului, impus de banda de trecere globală B_n:

$$Q_e = \frac{f_t}{B_n \psi_i(n)}, \tag{5.8}$$

unde $\psi_i(n)$ este o funcție de numărul etajelor AFI, ale cărei expresii analitice sînt date de tabelul 5.2; i — indice care coincide cu numărul etajelor AFI.

La etajele acordate pe frecvența centrală a benzii de trecere f_t, la AFI de tipul 4 și 5 (vezi § 5.2.1) factorul de calitate echivalent al circuitelor se ia egal cu $Q_e/2$. Evident, este posibil un număr infinit de combinații de valori p_{Tr1} și p_{Tr2}, care satisfac simultan condițiile (5.5) și (5.8).

Cea de a doua condiție care determină unicitatea alegerii valorilor p_{Tr1} și p_{Tr2} depinde de regimul de funcționare ales pentru AFI.

Tabelul 5.2

Numărul de ordine al AFI	$\psi_i(n)$	$\psi_i(n, \mu)$
1	$(\sqrt[n]{2}-1)^{-1/2}$	$\left[\dfrac{1}{1-\dfrac{\mu}{\psi_i(n)}}\right]^n$
2	$[\sqrt[n]{2}(\sqrt[n]{4}-1)^{1/4}]^{-1}$	$\left[\dfrac{\sqrt{2}}{1-\dfrac{\mu}{\psi_i(n)}}\right]^n$
3	$\{\beta^2-1+[(1+\beta^2)^2\sqrt[n]{4}-4\beta^2]^{-1/2}\}^{-1/2}$	$\left[\dfrac{\sqrt{\beta^2+1}}{1-\dfrac{\mu}{\psi_i(n)}}\right]^n$
4	$[2(\sqrt[n]{8}-1)^{1/6}]^{-1}$	$\left\{\dfrac{4}{\left[1-\dfrac{\mu}{2\psi_4(n)}\right]\left[1-\dfrac{\mu}{\psi_4(n)}\right]^2}\right\}^{n/3}$
5	observația 1	$\left\{\dfrac{\beta^2+1}{\left[1-\dfrac{\mu}{2\psi_4(n)}\right]\left[1-\dfrac{\mu}{\psi_5(n)}\right]^2}\right\}^{n/3}$
6	$[\sqrt{2}(\sqrt[n]{2}-1)^{1/4}]^{-1}$	$\left[\dfrac{1}{1-\dfrac{\mu}{\psi_6(n)}}\right]^n$
7	$\{\beta^2-1+[(\beta^2+1)^2\sqrt[n]{2}-4\beta^2]^{1/2}\}^{-1/2}$	$\left\{\dfrac{1+\beta^2}{2\beta\left[1-\dfrac{\mu}{\psi_7(n)}\right]}\right\}^n$
8	$[2(\sqrt[n]{4}-1)^{1/6}]^{-1}$	$\left\{\dfrac{2}{\left[1-\dfrac{\mu}{\psi_8(n)}\right]\left[1-\dfrac{\mu}{2\psi_8(n)}\right]}\right\}^{n/2}$
9	Observația 2	$\left\{\dfrac{1+\beta^2}{2\beta\left[1-\dfrac{\mu}{\psi_9(n)}\right]\left[1-\dfrac{\mu}{2\psi_9(n)}\right]}\right\}^{n/2}$

Arhiva digitala SaDAng

Observații la tabelul 5.2

1. $\psi_5(n)$ este rădăcina reală pozitivă a ecuației bicubice:

$$\frac{1}{\psi_5^6(n)} - \frac{2(\beta^2-3)}{\psi_5^4(n)} + \frac{(\beta^2-3)^2}{\psi_5^2(n)} - 4(\beta^2+1)^2(\sqrt[7]{8}-1) = 0.$$

2. Funcția $\psi_9(n)$ este rădăcina reală pozitivă a ecuației bicubice:

$$\frac{1}{\psi_9^6(n)} - \frac{2(\beta^2-3)}{\psi_9^4(n)} + \frac{(\beta^2-3)^2}{\psi_9^2(n)} - 4(\beta^2+1)^2(\sqrt[4]{4}-1) = 0.$$

3. Parametrul β se determină cu următoarele relații pentru funcția $\psi_3(n)$:

$$\beta = \sqrt[7]{2} + \sqrt{\sqrt[4]{4}-1}$$

pentru funcția $\psi_5(n)$ — este dat de rădăcina reală pozitivă a ecuației:

$$\beta_6 - 9(3\sqrt[7]{8}-2)\beta^4 - 27(2\sqrt[7]{8}-3)\beta^2 - 27\sqrt[7]{8} = 0;$$

pentru funcția $\psi_7(n)$

$$\beta = \sqrt[27]{2} + \sqrt{\sqrt[7]{2}-1};$$

pentru funcția $\psi_9(n)$ — este dat de rădăcina reală pozitivă a ecuației:

$$\beta^6 - 9(3\sqrt[7]{4}-2)\beta^4 - 27(2\sqrt[7]{4}-3)\beta^2 - 27\sqrt[7]{4} = 0.$$

Regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată

Condiția de realizare a regimului:

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{aC_cR_{ieș}}{1-a(\tau_{in}+\tau_{ieș})}} \tag{5.9}$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{aC_cR_{in}}{1-a(\tau_{in}+\tau_{ieș})}} = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{ieș}}}, \tag{5.10}$$

unde

$$a = \frac{\pi f_r}{Q_e}\left(1-\frac{Q_e}{Q_c}\right), \quad \tau_{in} = C_{in}R_{in}; \quad \tau_{ieș} = C_{ieș}R_{ieș}. \tag{5.11}$$

Valoarea maximă a coeficientului de amplificare al etajului este:

$$A_{01} = \frac{A_{pot}}{\sqrt{\beta^2+1}}\left(1-\frac{Q_e}{Q_c}\right), \tag{5.12}$$

unde A_{pot} este potențialul de amplificare al etajului dat sub formă generală de relația:

$$A_{pot} = \frac{1}{2}S\sqrt{R_{in}R_{ieș}}. \tag{5.13}$$

Valorile potențialului de amplificare pentru tipurile concrete de dispozitive amplificatoare pot fi obținute prin înlocuirea în această formulă a parametrilor din tabelul 5.1.

Pentru ultimul etaj AFI care are ca sarcină detectorul cu rezistență sa de intrare $R_{in\,d}$,

$$A_{pot\,d} = \frac{1}{2} S\sqrt{R_{in\,d} R_{ieș}}. \tag{5.14}$$

Dacă AFI este alcătuit din n etaje identice ($n/2$ dubleți identici sau $n/3$ tripleți identici), atunci expresia pentru coeficientul de amplificare la rezonanță a întregului AFI este:

$$A_{0n} = \frac{A_{pot\,g}^{n-1} A_{pot\,d}}{\chi_i(n, \mu)}, \tag{5.15}$$

unde $A_{pot\,g}$ — media geometrică a valorii potențialului de amplificare:

$$A_{pot\,g} = \begin{cases} A_{pot} & \text{— pentru amplificatorul de tip 1,} \\ A_{pot\,1} A_{pot\,2} & \text{— pentru amplificatoarele de tip 2 și 3} \\ A_{pot\,1} A_{pot\,2} A_{pot\,3} & \text{— pentru amplificatoarele de tip 4 și 5;} \end{cases} \tag{5.16}$$

$A_{pot\,1} A_{pot\,2}$ — potențiale de amplificare ale etajelor decalat acordate; $\chi_i(n, \mu)$ — o funcție de numărul etajelor AFI și de parametrul $\mu = f_i/B_n Q_c$.

Valorile indicelui i al funcției $\chi_i(n, \mu)$ corespund la numerele tipurilor de AFI adoptate convențional la începutul § 5.2.1. Expresiile analitice pentru funcțiile $\chi_i(n, \mu)$ sînt date în tabelul 5.2.

Dacă pentru tranzistoarele AFI la frecvența f_s se îndeplinește condiția (5.1) și $B_n/f_i < 0{,}3$, atunci în formula (5.15) se poate considera $A_{pot\,g} \approx A_{pot}$ pentru AFI de toate tipurile. Pentru $B_n/f_i > 0{,}3$ valorile $A_{pot\,1}$ și $A_{pot\,2}$ se calculează la frecvențele de acord ale circuitelor decalat acordate:

$$f_{r\,1,2} = f_i \begin{cases} \left[1 \pm \frac{\beta}{2Q_e}\right] & \text{pentru } \frac{\beta}{Q_e} \leqslant 0{,}2 - 0{,}3, \\ \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{2Q_e}\right)^2} \mp \frac{\beta}{2Q_e}\right] & \text{pentru } \frac{\beta}{Q_e} > 0{,}3. \end{cases} \tag{5.17}$$

În formula (5.13) din tabela 5.2 se substituie valorile parametrilor R_{in}, $R_{ieș}$, S determinate la frecvențele f_{r1} și f_{r2}.

Să analizăm cele mai importante proprietăți ale regimului de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată.

1. Pentru o bandă de trecere B_n constantă și pentru un număr n dat de etaje AFI, valoarea minimă a factorului de calitate echivalent al circuitelor se obține pentru amplificatorul de tip 1. Din ecuația (5.12) rezultă că acest tip de AFI va da cea mai mare amplificare pe etaj. Etajele AFI, decalat

Arhiva digitala SaDAng

acordate față de frecvența medie a benzii de trecere f_i, vor da cea mai mică amplificare. Mărirea dezacordului etajelor decalat acordate conduce la creșterea valorii Q_e și prin urmare la micșorarea amplificării. Deci, în toate cazurile, cînd se poate realiza practic regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată, este indicat să se folosească AFI de tip 1.

2. Mărirea benzii de trecere B_n pentru un număr n constant de etaje sau mărirea numărului de etaje pentru o bandă de trecere constantă, așa cum rezultă din (5.8), conduce la micșorarea valorii Q_e și prin urmare, la mărirea coeficientului de amplificare, dat de fiecare etaj amplificator. Aceasta se explică prin micșorarea energiei de semnal care se consumă în circuitul oscilant, în comparație cu energia transmisă de la tranzistorul precedent la tranzistorul următor.

3. Mărirea benzii de trecere B_n, așa cum se vede din formula (5.8) conduce la micșorarea factorului de calitate echivalent necesar al circuitelor ceea ce provoacă cum se vede din expresiile (5.9) și (5.11), mărirea parametrului a și a coeficienților de transformare p_{Tr1}, p_{Tr2}. Pentru o valoare dată a benzii de trecere a AFI:

$$B_n\psi(n) > B_{max} = \frac{f_i/f_r}{\pi(C_{c\,min}R_{ieș} + \tau_{in} + \tau_{ieș})} + \frac{f_i}{Q_c}, \tag{5.18}$$

unde $C_{c\,min}$ este valoarea minimă a capacității proprii a circuitelor; rezistențele de intrare R_{in} și de ieșire $R_{ieș}$ ale tranzistoarelor etajelor vecine sînt insuficiente pentru asigurarea șuntării necesare a circuitelor.

În acest fel, regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată poate fi realizat dacă banda de trecere dată este:

$$B_n \leqslant \frac{B_{max}}{\psi_i(n)}, \tag{5.19}$$

unde B_{max} reprezintă banda de trecere maximă a etajului pentru care se poate realiza regimul de amplificare maximă pentru o bandă dată de trecere.

Condiția (5.19) limitează numărul de etaje AFI pentru o bandă de trecere dată sau limitează banda de trecere maximă pentru un număr fix de etaje. Pentru $B_n\psi_i(n) = B_{max}$, etajele AFI dau cea mai mare amplificare. Deci, expresia (5.19) constituie criteriul de trecere de la etaje AFI acordate pe aceeași frecvență la etaje AFI organizate pe principiul dubleților sau tripleților, de la curbele rezonante cu un singur maxim la curbele de rezonanță cu mai multe vîrfuri și adînciturі.

În situațiile în care nu se îndeplinește condiția (5.19), pentru asigurarea benzii de trecere se folosește șuntarea circuitelor cu o rezistență de șunt:

$$R_ș = \frac{R_{0c}}{\mu\left[\psi_i(n) - \frac{B_{max}}{B_n}\right]},$$

ceea ce conduce la micșorarea factorilor de calitate ai circuitelor și așa cum rezultă din (5.18), provoacă mărirea benzii de trecere maximă a etajelor.

Introducerea rezistențelor de șunt, așa cum se vede din (5.12) este însoțită de micșorarea coeficientului maxim de amplificare a etajelor din cauza micșorării valorii Q_c. Regimul de amplificare maximă va degenera în acest caz în regim de adaptare pentru o bandă dată de trecere. Proprietățile AFI cu tranzistoare vor fi analoge în proprietățile AFI cu tuburi electronice. În particular, coeficientul de amplificare al amplificatorului cu mai multe etaje:

$$A_{0n} = \frac{A_e^n}{\varphi_i(n)}, \tag{5.20}$$

unde $A_e = A_{pot\,g} \frac{B_{g\,max}}{B_n}$ este amplificarea unitară;

$\varphi_i(n)$ — funcție dată de relațiile:

$$\varphi_i(n) = \begin{cases} [\psi_1(n)]^n & \text{— pentru amplificatorul de tip 1,} \\ [\psi_{2,3}(n) \cdot \sqrt{1+\beta^2}]^n & \text{— pentru amplificatoarele de tip 2 și 3,} \\ [\psi_{4,5}(n) \cdot \sqrt[3]{2(1+\beta^2)}]^n & \text{— pentru amplificatoarele de tip 4 și 5} \end{cases}$$

$B_{g\,max}$ — valoarea medie geometrică a benzii maxime de trecere a etajului:

$$B_{g\,max} = \begin{cases} B_{max} & \text{— pentru amplificatorul de tip 1,} \\ \sqrt{B_{max\,1} B_{max\,2}} & \text{— pentru amplificatorul de tip 2 și 3,} \\ \sqrt[3]{B_{max\,1} B_{max\,2} B_{max\,3}} & \text{— pentru amplificatorul de tip 4 și 5.} \end{cases}$$

4. Coeficientul maxim de amplificare al AFI nu depinde de valorile capacităților proprii ale circuitelor C_c. Această proprietate se păstrează atît timp cît variațiile capacităților C_c nu conduc la o variație apreciabilă a factorilor de calitate Q_c, astfel încît raportul Q_e/Q_c din expresia (5.12) să rămînă de același ordin de mărime cu unitatea.

Pentru o valoare determinată a capacității $C_c = C_0$, valoarea Q_c și prin urmare și valoarea A_{01} devin maxime.

Factorul de calitate propriu al circuitelor Q_c este legat de valoarea sa maximă Q_{max} și de capacitățile C_c și C_0 prin următoarea relație:

$$\frac{Q_c}{Q_{max}} = 2 \frac{\sqrt{C_0/C_c}}{1 + C_0/C_c}. \tag{5.21}$$

Valorile lui Q_{max} și C_0 sînt determinate de parametrii constructivi ai inductanței circuitului. Cea mai simplă cale de determinare a lor este calea experimentală cu ajutorul Q-metrelor.

Dacă se admite o abatere $Q_c/Q_{max} \geqslant 0{,}8$ atunci:

$$4 \geqslant \frac{C_0}{C_c} \geqslant 0{,}2. \tag{5.22}$$

adică valoarea capacității se poate abate mult de la valoarea optimă C_0 fără o micșorare substanțială a Q_c.

Arhiva digitala SaDAng

În AFI de bandă îngustă valoarea raportului Q_e/Q_c este comparabilă cu unitatea, de aceea mărirea lui Q_c prin alegerea lui C_c de valoare apropiată de valoarea optimă C_0 asigură un cîștig în amplificare. Pentru a aprecia utilitatea măririi valorii lui Q_c se poate lua ca criteriu condiția $\chi_i(n, \mu) \leqslant 1{,}25$. adică coeficientul de amplificare al AFI nu trebuie să difere de valoarea maximă posibilă cu mai mult de 20%.

În AFI de bandă largă de obicei $Q_e/Q_c \ll 1$, ceea ce permite o abatere importantă a mărimii Q_c la alegerea capacităților proprii ale circuitelor C_c.

Alegerea rațională a capacității C_c se face în condiția de cuplare completă a circuitului oscilant în colectorul tranzistorului. Luînd $p_{Tr1} = 1$, din ecuația (5.9) găsim valoarea corespunzătoare a capacității C_c:

$$C_c = C_{c\,max} = \frac{1}{aR_{ieș}} - \frac{R_{in}}{R_{ieș}} - C_{in} - C_{ieș}. \tag{5.23}$$

Pentru $C_e = C_{c\,max}$ dispare necesitatea unei prize suplimentare la bobina circuitului și a alegerii poziției prizei în procesul de acord al AFI.

Regimul de amplificare fixă pentru o bandă de trecere dată. Coeficientul de amplificare a etajului A_{01} este limitat de valoarea maximă $A_{max}(A_{max} = A_{0s}$ sau $A_{max} = \sqrt[n]{A_{0n}})$.

Condiția de realizare a regimului

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{aC_cR_{ieș}}{1 - b\tau_{in} - a\tau_{ieș}}} \tag{5.24}$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{bC_cR_{ieș}}{1 - b\tau_{in} - a\tau_{ieș}}} = p_{Tr1}\sqrt{\frac{bR_{in}}{aR_{ieș}}}, \tag{5.25}$$

unde a și b sînt parametrii determinați de relațiile:

$$a, b = \frac{\pi f_r}{Q_e}\begin{cases}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right)\left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{max}}{A_{pot}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{Q_e}{Q_c}}\right)^2}\right] \\ \qquad \text{pentru } \frac{Q_e}{Q_c} > 0{,}1 \\ \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{max}}{A_{pot}}\right)^2}\right] \text{ pentru } \frac{Q_e}{Q_c} \leqslant 0{,}1\end{cases} \tag{5.26}$$

Regimul poate fi realizat dacă:

$$B_n\psi_i(n) \leqslant B_{max} = \frac{f_t/f_r}{\pi\left[\tau_{in}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{A_{max}^2}{A_{pot}^2}}\right) + R_{ieș}(C_{c\,min} + C_{ieș})\left(1 + \sqrt{1 + \frac{A_{max}^2}{A_{pot}^2}}\right)\right]}. \tag{5.27}$$

Cuplarea completă a circuitului oscilant în circuitul de colector al tranzistorului se obține pentru:

$$C_c = C_{c\,max}\frac{1}{aR_{ieș}} - \frac{bR_{in}}{aR_{ieș}}C_{in} - C_{ieș}. \tag{5.28}$$

În tabelul 5.3 sînt prezentate ecuațiile curbelor de rezonanță ale AFI de diferite tipuri și coeficienții corespunzători de dreptunghiularitate ai curbelor de rezonanță.

Trebuie remarcat unul din considerentele care stau la baza alegerii parametrilor capacităților proprii ale circuitelor oscilante și care are o mare importanță practică.

Dependența capacităților de intrare C_{in} și de ieșire $C_{ieș}$ ale tranzistoarelor, de temperatură și de tensiunea de la electrozi, dispersia relativ mare a valorilor acestor capacități din cauza imperfecțiunilor tehnologiei tranzistoarelor, toate aceste variații ale condițiilor exterioare pot conduce la instabilitatea formei curbei de rezonanță a AFI și a altor indici calitativi ai acestuia.

Variația indicilor de calitate ai AFI, provocată de inconstanța valorilor capacităților totale ale circuitelor oscilante C_t s-a convenit să se aprecieze prin mărimea generalizată:

$$\delta = \frac{\Delta C_t}{C_t}\cdot\frac{f_i}{B_n}, \tag{5.29}$$

unde ΔC_t, este abaterea maximă a capacității totale a circuitului față de valoarea nominală C_t, provocată de toți factorii destabilizatori;

$$\Delta C_e = p_{Tr\,1}^2\Delta C_{ieș} + p_{Tr\,2}^2\Delta C_{in}; \tag{5.30}$$

$\Delta C_{ieș}$, ΔC_{in} — creșterile maxime ale capacităților $C_{ieș}$ și C_{in}.

Tabelul 5.3

Numărul AFI	Ecuația curbei de rezonanță	Coeficientul de dreptunghiularitate a curbei de rezonanță
1	$\left(\frac{1}{\sqrt{1+x^2}}\right)^n$	$\sqrt{\frac{\sqrt[n]{\sigma^2}-1}{\sqrt[n]{2}-1}}$
2	$\left(\frac{1}{\sqrt{4+x^4}}\right)^{n/2}$	$\sqrt[4]{\frac{\sqrt[n]{\sigma^4}-1}{\sqrt[n]{4}-1}}$
3	$\left[\frac{1+\beta^2}{\sqrt{x^4+2(1-\beta^2)x^2+(1+\beta^2)^2}}\right]^{n/2}$	$\sqrt{\frac{\beta^2-1+\sqrt{(1+\beta^2)^2\sqrt[n]{\sigma^4}-4\beta^2}}{\beta^2-1+\sqrt{(1+\beta^2)^2\sqrt[n]{4}-4\beta^2}}}$

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 5.3. (continuare)

Numărul AFI	Ecuația curbei de rezonanță	Coeficientul de dreptunghiularitate a curbei de rezonanță
4	$\left(\frac{8}{\sqrt{64+x^6}}\right)^{n/3}$	$\sqrt[6]{\frac{\sqrt[n]{\sigma^6}-1}{\sqrt[n]{8}-1}}$
5	$\left[\frac{2(1+\beta^2)}{\sqrt{x^6-2(\beta^2-3)\,x^4+(\beta^2-3)^2x^2+4(1+\beta^2)^2}}\right]^{n/3}$	$\delta_1\psi_5(n)$
6	$\left(\frac{2}{\sqrt{1+x^4}}\right)^{n}$	$\sqrt[4]{\frac{\sqrt[n]{\sigma^2}-1}{\sqrt[n]{2}-1}}$
7	$\left[\frac{1+\beta^2}{\sqrt{x^4+2(1-\beta^2)\,x^2+(1+\beta^2)^2}}\right]^{n}$	$\sqrt{\frac{\beta^2-1+\sqrt{(1+\beta^2)^2\sqrt[n]{\sigma^2}-4\beta^2}}{\beta^2-1+\sqrt{(1+\beta^2)^2\sqrt[n]{2}-4\beta^2}}}$
8	$\left(\frac{8}{\sqrt{64+x^6}}\right)^{n/2}$	$\sqrt[6]{\frac{\sqrt[n]{\sigma^4}-1}{\sqrt[n]{4}-1}}$
9	$\left[\frac{2(1+\beta^2)}{\sqrt{x^6-2(\beta^2-3)x^4+(\beta^2-3)^2x^2+4(1+\beta^2)^2}}\right]^{n/2}$	$\delta_2\psi_9(n)$

Observații la tabelul 5.3.

1. Parametrul δ_1 este rădăcina reală pozitivă a ecuației

$$\delta_1^4 - 2(\beta^2-3)\,\delta_1^4 + (\beta^2-3)^2\,\delta_1^2 - 4(1+\beta^2)^2\,(\sqrt[n]{\sigma^4}-1) = 0$$

2. Parametrul δ_2 este rădăcina reală pozitivă a ecuației

$$\delta_2^4 - 2(\beta^2-3)\,\delta_1^4 + (\beta^2-3)^2\,\delta_1^2 - 4(1+\beta^2)^2\,(\sqrt[n]{\sigma^4}-1) = 0$$

Pentru AFI cu un singur circuit se recomandă următoarele valori **medii** maxime ale parametrului:

$$\delta_{max} = \begin{cases} 1{,}0 - 1{,}5 \text{ pentru amplificatoarele de tip 1;} \\ 0{,}4 - 0{,}6 \text{ pentru AFI de tip 2 și 3;} \\ 0{,}2 - 0{,}3 \text{ pentru amplificatoarele de tip 4 și 5.} \end{cases} \quad (5.31)$$

Funcționarea stabilă a AFI se garantează, dacă:

$$\frac{\Delta C_t}{C_t} \leqslant \delta_{max} \frac{B_{max}}{f_i}. \tag{5.32}$$

Dacă se substituie în această expresie ΔC_t și C_t cu valorile date de relația (5.30), (5.4) și valorile coeficienților de transformare p_{Tr1} și p_{Tr2}, pentru diferite regimuri de funcționare a AFI conform relațiilor (5.9), (5.10), (5.24) și (5.25) obținem următoarele condiții de funcționare stabilă:

— în regim de amplificare maximă

$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} \tau_{ieș} + \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} \tau_{in} \leqslant \delta_{max} \frac{B_n}{f_i}; \tag{5.33}$$

— în regim de amplificare fixă

$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} a\tau_{ieș} + \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} b\tau_{in} \leqslant \delta_{max} \frac{B_n}{f_i}. \tag{5.34}$$

În aceste inegalități nu intră capacitatea proprie a circuitelor C_c. Prin urmare, stabilitatea funcționării AFI cu tranzistoare nu poate fi îmbunătățită prin mărirea capacității proprii a circuitelor.

Capacitatea introdusă în circuit datorită variațiilor de temperatură $p^2_{Tr1} C_{ieș} + p^2_{Tr2} C_{in}$ pot fi compensate prin alegerea corespunzătoare a mărimii și semnului coeficientului de variație cu temperatura (CTC) a capacității proprii a circuitului C_c.

Totuși, mărirea capacității C_c nu poate reduce influența abaterii valorilor C_{in} și $C_{ieș}$ în cazul folosirii unor surse de alimentare nestabilizate. Satisfacerea inegalităților (5.33) și (5.34) poate fi obținută printr-o alegere prealabilă a tranzistoarelor după capacitățile C_{in}, $C_{ieș}$ și prin folosirea surselor stabile de alimentare. Totuși acest proces scumpește producția aparaturii și în general el este evitat. Utilizarea surselor stabilizate de alimentare nu este posibilă întotdeauna. În aceste cazuri mărirea stabilității funcționării amplificatorului se obține prin compensarea separată a instabilităților capacităților C_{in} și $C_{ieș}$ prin introducerea condensatoarelor C_b și C_c (fig. 5.16).

La tranzistoare avem $\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} \tau_{in} \simeq \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} \tau_{ieș}$, ceea ce permite ca în locul fiecăreia dintre inegalitățile (5.33) și (5.34) să se scrie două inegalități care, în cazul introducerii condensatoarelor C_b și C_c iau forma:

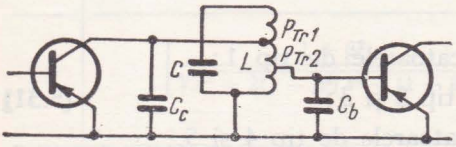


Fig. 5.16. Schema etajului AFI cu un singur circuit cu compensarea separată a instabilității capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

Arhiva digitala SaDAng

— pentru regimul de amplificare maximă

$$\left.\begin{aligned}\frac{\Delta C_{ieş}}{C_b + C_{in}} &\leqslant \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{in} f_i};\\ \frac{\Delta C_{ieş}}{C_c + C_{ieş}} &\leqslant \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{ieş} f_i}\end{aligned}\right\} \tag{5.35}$$

— pentru regimul de amplificare fixă

$$\left.\begin{aligned}\frac{\Delta C_{in}}{C_b + C_{in}} &\leqslant \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{in} f_i};\\ \frac{\Delta C_{ieş}}{C_c + C_{ieş}} &\leqslant \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{ieş} f_i}.\end{aligned}\right\} \tag{5.36}$$

De aici se obțin ușor relațiile de calcul pentru C_b și C_c;

— în regim de amplificare maximă

$$\begin{aligned}C_b &\geqslant C_{in}\left(2\frac{a\tau_{in} f_i}{\delta_{max} B_n}\cdot\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right);\\ C_c &\geqslant C_{ieş}\left(2\frac{a\tau_{ieş} f_i}{\delta_{max} B_n}\cdot\frac{\Delta C_{ieş}}{C_{ieş}} - 1\right)\end{aligned} \tag{5.37}$$

— în regim de amplificare fixă

$$\left.\begin{aligned}C_b &\geqslant C_{in}\left[\frac{(a+b)\,\tau_{in} f_i}{\delta_{max} B_n}\cdot\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right];\\ C_c &\geqslant C_{ieş}\left[\frac{(a+b)\,\tau_{ieş} f_i}{\delta_{max} B_n}\cdot\frac{\Delta C_{ieş}}{C_{ieş}} - 1\right]\end{aligned}\right\} \tag{5.38}$$

Introducerea condensatoarelor C_b și C_c nu este indicată dacă în regim de amplificare maximă

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{in} f_i};\quad \frac{\Delta C_{ieş}}{C_{ieş}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{ieş} f_i}, \tag{5.39}$$

iar în regim de amplificare fixă

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{in} f_i};\quad \frac{\Delta C_{ieş}}{C_{ieş}} > \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{ieş} f_i}. \tag{5.40}$$

Rezumînd toate cele spuse în legătură cu parametrii capacităților proprii ale circuitelor C_c, se pot deduce următoarele concluzii și recomandări:

1. În AFI de bandă îngustă, la care raportul Q_e/Q_c este de același ordin de mărime cu unitatea, este indicat ca valoarea C_c să fie astfel aleasă încît factorul de calitate propriu al circuitelor Q_c să fie apropiat de cel maxim Q_{max}; în acest caz C_c trebuie aleasă din condiția de cuplare totală a circuitelor la colectoarele tranzistoarelor (5.23).

2. În AFI de bandă largă este indicat ca C_c să fie aleasă din condiția (5.23).

3. Valoarea și semnul CTC al capacității C_c trebuie să fie astfel alese încît să se compenseze cît mai exact posibil variațiile cu temperatura ale capacităților de intrare C_{in} și de ieșire $C_{ieș}$ ale tranzistoarelor.

4. Influența dispersiei valorilor capacităților C_{in} și $C_{ieș}$ în cazul folosirii surselor de alimentare nestabile poate fi micșorată prin compensarea separată introducînd capacitățile C_b și C_c în paralel cu capacitățile de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

5. În cazul unei cuplări complete a circuitelor oscilante în circuitele de colector ale tranzistoarelor, cu condiția $C_c = C_{c\,max}$, nu se introduce condensatorul C_c în circuitul AFI.

6. Cînd se folosesc condensatoarele C_b și C_c, în toate formulele prezentate mai înainte, în locul capacităților C_{in}, $C_{ieș}$ trebuie substituite capacitățile $C_{in} + C_b$ și $C_{ieș} + C_c$.

7. Cînd se introduc condensatoarele C_b și C_c parametrii capacității C_c se aleg astfel încît să se compenseze influența instabilității capacității distribuite a montajului și inductanței circuitului.

8. Valorile și semnele CTC ale condensatoarelor C_b și C_c trebuie astfel alese încît să compenseze variațiile cu temperatura a capacităților C_{in} și $C_{ieș}$.

5.2.3. Relațiile de calcul principale ale AFI cu două circuite

În fig. 5.17 sînt prezentate schemele echivalente (valabile din punct de vedere al curentului alternativ) cu cuplaje prin inductanță mutuală și prin capacitate exterioară a circuitelor din filtrele de bandă. Circuitele osci-

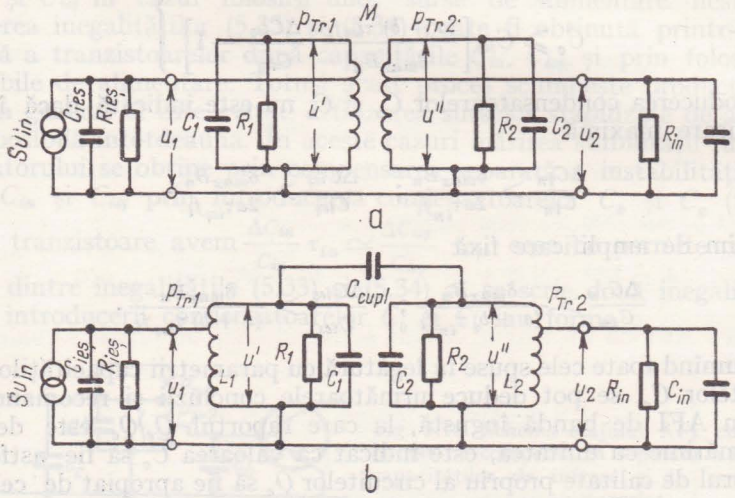


Fig. 5.17. Schemele echivalente ale etajului cu două circuite:
a — cu cuplaj inductiv; *b* — cu cuplaj prin capacitate exterioară.

Arhiva digitala SaDAng

lante ale filtrelor de bandă pot avea, în general, factori de calitate echivalenți diferiți și pot fi acordate pe frecvențe diferite. Un interes practic îl prezintă AFI cu curbă de rezonanță simetrică. O astfel de formă se obține în următoarele trei cazuri:

1. Ambele circuite sînt acordate pe frecvența medie a benzii de trecere $f_{01} = f_{02} = f_i$ și au factorii echivalenți de calitate identici $Q_{c1} = Q_{c1} = Q_e$ (varianta 1).

2. Ambele circuite au factori echivalenți de calitate identici $Q_{01} = Q_{02} = Q_e$, dar sînt acordate pe frecvențele diferite $f_{01} \neq f_{02} \neq f_i$, în plus $f_{01} f_{02} = f_i^2$ (varianta a 2-a).

3. Ambele circuite au factori echivalenți de calitate diferiți $Q_{e1} \neq Q_{e2} \neq Q_e$ ($Q_e = \sqrt{Q_{e1} Q_{e2}}$), dar sînt acordate pe aceeași frecvență $f_{01} = f_{02} = f_i$ (varianta a 3-a).

Indiferent de modul de cuplare a circuitelor și de variantă, modulul coeficientului de amplificare a etajului AFI cu două circuite se determină cu relația:

$$A_1 = \frac{U_2}{U_{in}} = \frac{p_{Tr1} p_{Tr2} \beta S \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 Q_e^2)^2 + y^2 y_0^2 Q_e^2}}, \tag{5.41}$$

unde

$$R_{0e1} = \frac{R_{0c1}}{1 + p_{Tr1}^2 \dfrac{R_{0c1}}{R_{ieș}}} = \frac{Q_{e1}}{2\pi f_{01} C_{e1}},$$

$$R_{0e2} = \frac{R_{0c2}}{1 + p_{Tr2}^2 \dfrac{R_{0c2}}{R_{ieș}}} = \frac{Q_{e2}}{2\pi f_{02} C_{e2}} \tag{5.42}$$

reprezintă impedanțele echivalente la rezonanță ale primului și ale celui de al doilea circuit;

$$C_{e1} = C_{c1} + p_{Tr1}^2 C_{ieș}; \quad C_{e2} = C_{c2} + p_{Tr1}^2 C_{in} \tag{5.43}$$

reprezintă capacitățile totale ale circuitelor; R_{0c1}, R_{0c2}, C_{c1}, C_{c2} — impedanțele de rezonanță și capacitățile circuitelor;
β — coeficientul generalizat de cuplaj

$$\beta = \begin{cases} k_{cupl} Q_e & \text{pentru varianta 1-a;} \\ Q_e \sqrt{k_{cupl} + \dfrac{(f_{02} - f_{01})^2}{f_i}} & \text{pentru varianta 2-a;} \\ k_{cupl} \sqrt{Q_{e1} Q_{e2}} & \text{pentru varianta 3-a.} \end{cases} \tag{5.44}$$

y_0 — parametru, determinat de relațiile:

$$y_0 = \begin{cases} 2 & \text{pentru varianta 1-a;} \\ \dfrac{f_{01} + f_{02}}{\sqrt{f_{01} f_{02}}} & \text{pentru varianta 2-a,} \\ \dfrac{Q_{e1} Q_{e2}}{\sqrt{Q_{e1} Q_{e2}}} & \text{pentru varianta 3.} \end{cases} \tag{5.45}$$

y — dezacordul relativ; k_{cupl} — coeficientul de cuplaj al circuitelor filtrului de bandă;

$$k_{cupl} = \begin{cases} \dfrac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} & \text{pentru cuplaj cu transformator} \\ \dfrac{C_{cupl}}{\sqrt{(C_{cupl} + C_{e1})(C_{cupl} + C_{e2})}} & \text{pentru cuplaj prin capacitate exterioară} \end{cases} \tag{5.46}$$

Coeficientul de amplificare a etajului la frecvența f_i (pentru $y = 0$) este:

$$A_{01} = \frac{p_{Tr1} p_{Tr2} \beta S \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}}{1 + \beta^2}. \tag{5.47}$$

Ecuația curbei de rezonanță:

$$p_1 = \frac{A_1}{A_{01}} = \frac{1 + \beta^2}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 Q_e^2)^2 + y^2 y_0^2 Q_e^2}}. \tag{5.48}$$

În cazul AFI cu mai multe etaje:

$$A_{0n} = A_{01}^n = \left(\frac{p_{Tr1} p_{Tr2} \beta S \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}}{1 + \beta^2} \right)^n \tag{5.49}$$

$$P_n = P_1^n = \left[\frac{1 + \beta^2}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 Q_e^2)^2 + y^2 y_0^2 Q_e^2}} \right]^n \tag{5.50}$$

Forma curbei de rezonanță este dată de valoarea coeficientului generalizat de cuplaj. Dacă $\beta \leqslant \beta_{cr}$, unde

$$\beta_{cr} = \sqrt{\frac{y_0^2}{2} - 1} \tag{5.51}$$

atunci curba de rezonanță are un singur maxim.

Pentru $\beta = \beta_{cr}$ (cuplaj critic), curba de rezonanță va avea un maxim cu vîrful plat.

Ecuația curbei de rezonanță pentru cuplaj critic este:

$$P_n = \left(\frac{2}{\sqrt{y^2 Q_e^4 - \frac{y_0^4}{4}}} \right)^n. \tag{5.52}$$

Arhiva digitala SaDAng

Cuplajul critic se asigură, dacă:

$$\beta_{cr} = \begin{cases} 1 & \text{pentru varianta 1-a,} \\ \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{f_{01}}{f_{02}} + \frac{f_{02}}{f_{01}}\right)} & \text{pentru varianta 2-a,} \\ \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{Q_{e1}}{Q_{e2}} + \frac{Q_{02}}{Q_{e1}}\right)} & \text{pentru varianta 3-a.} \end{cases} \tag{5.53}$$

$$k_{cr} = \begin{cases} \frac{1}{Q_e} & \text{pentru varianta 1,} \\ \sqrt{\frac{f_{01}^2 + f_{02}^2}{2f_{01}f_{02}Q_e^2} - \frac{(f_{02} - f_{01})^2}{f_{01}f_{02}}} & \text{pentru varianta 2,} \\ \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q_{e1}^2} + \frac{1}{Q_{e2}^2}\right)} & \text{pentru varianta 3.} \end{cases} \tag{5.54}$$

Pentru $\beta > \beta_{cr}$(cuplaj strîns) curba de rezonanță va avea o cădere la frecvență f_i și două maxime:

$$P_{nM} = \left(\frac{1 + \beta^2}{y_0\sqrt{1 + \beta^2 - \frac{y_0^2}{4}}}\right)^2 \tag{5.55}$$

la frecvențele

$$f_{M1,2} = f_0\left[1 + \frac{\sqrt{\beta^2 - \beta_{cr}^2}}{2Q_e}\right] \tag{5.56}$$

Creșterea relativă a maximelor nu va fi mai mare de nivelul σ pentru $\beta = \beta_M$ unde

$$\beta_M = \sqrt{\frac{y_0^2}{4}\left(\sqrt[n]{\sigma^2} + \sqrt{\sqrt[n]{\sigma^2} - 1}\right)^2 + \frac{y_0^2}{4} - 1} \tag{5.57}$$

Pentru $\sigma = \sqrt{2}$

$$\beta_M = \sqrt{\frac{y_0^2}{4}\left(\sqrt[n]{2} + \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}\right)^2 + \frac{y_0^2}{4} - 1}.$$

Banda de trecere a AFI și coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță vor fi:

$$B_n = \frac{f_i}{Q_e\psi_i(n)}. \tag{5.58}$$

$$K_{dr} = \frac{\psi_i(n)}{\psi_\sigma(n)} \tag{5.59}$$

$$\psi_\sigma(n) = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 - \beta_{cr}^2 + \sqrt{(\beta^2 - \beta_{cr}^2)^2 + (1 + \beta^2)^2\left(\sqrt[n]{\sigma_n^2} - 1\right)}}} \tag{5.60}$$

$$\psi_i^{(n)} = \psi_\sigma(n), \text{ pentru } \sigma_n = \sqrt{2}.$$

Valoarea necesară a factorului de calitate al circuitelor:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \psi_i(n)} \tag{5.61}$$

se asigură, pentru o bandă de trecere dată prin alegerea corespunzătoare a coeficienților de transformare

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{2a_1 R_{ieș} C_{c1}}{1 - 2a_1 \tau_{ieș}}} \tag{5.62}$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{2a_2 R_{in} C_{c2}}{1 - 2a_2 \tau_{in}}}, \tag{5.63}$$

unde

$$a_1 = \frac{\pi f_{01}}{Q_{e1}} \left(1 - \frac{Q_{e1}}{Q_c}\right);$$

$$a_2 = \frac{\pi f_{02}}{Q_{e2}} \left(1 - \frac{Q_{e2}}{Q_c}\right); \tag{5.64}$$

$$\tau_{in} = R_{in} C_{in};\ \tau_{ieș} = R_{ieș} C_{ieș}.$$

Coeficientul de amplificare a etajului va fi în acest caz:

$$A_{01} = A_{pot} \left[\frac{2\beta}{1 + \beta^2} \sqrt{\left(1 - \frac{Q_{e1}}{Q_c}\right)\left(1 - \frac{Q_{e2}}{Q_c}\right)}\right], \tag{5.65}$$

unde A_{pot} este potențialul de amplificare determinat de formula (5.13).

Să analizăm proprietățile și particularitățile de bază ale AFI cu două circuite:

1. Coeficientul de amplificare la rezonanță capătă valoare maximă pentru cuplajul optim al circuitelor filtrelor de bandă $\beta = 1$:

$$A_{01} = A_{pot} \sqrt{\left(1 - \frac{Q_{e1}}{Q_c}\right)\left(1 - \frac{Q_{e2}}{Q_c}\right)}. \tag{5.66}$$

Valorile corespunzătoare ale coeficientului de cuplaj vor fi:

$$k_{cupl\,0} = \begin{cases} \dfrac{1}{Q_e} & \text{pentru varianta 1-a,} \\ \sqrt{\dfrac{1}{Q_e^2} - \left(\dfrac{f_{02} - f_{01}}{f_i}\right)^2} & \text{pentru varianta 2-a,} \\ \dfrac{1}{\sqrt{Q_{e1} Q_{e2}}} & \text{pentru varianta 3-a.} \end{cases} \tag{5.67}$$

Comparînd coeficienții de cuplaj corespunzători cuplajului critic k_{cr} și optim $k_{cupl\,0}$, rezultă $k_{cr} = k_{cupl\,0}$ — pentru varianta 1-a; $k_{cr} > k_{cupl\,0}$ pentru variantele 2 și 3.

Arhiva digitala SaDAng

2. Coeficientul de amplificare la rezonanță A_{01} capătă valoarea maximă cînd circuitele oscilante au factori de calitate echivalenți egali:

$$A_{01} = A_{pot}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right). \tag{5.68}$$

În teoria AFI cu două circuite cu tuburi electronice se arată că prin alegerea unor valori diferite ale factorilor de calitate echivalenți ai circuitelor (varianta 3) se poate obține un cîștig în amplificare. Această proprietate nu există la AFI cu tranzistoare. Mai mult decît atît, pentru factori de calitate diferiți ai circuitelor AFI, apare o înrăutățire a stabilității față de situația cu factori de calitate egali. De aceea nu este indicată folosirea variantei a 3-a.

3. Coeficientul de amplificare la rezonanță A_{01} nu depinde de valorile capacităților proprii ale circuitelor oscilante C_{c1} și C_{c2}. Din acest punct de vedere, AFI cu două circuite este analog cu AFI cu un singur circuit.

În AFI de bandă îngustă, este indicat să se aleagă capacitățile C_{c1} și C_{c2} din condițiile (5.21) și (5.22), ceea ce permite obținerea unui cîștig în amplificare.

De obicei, în amplificatoarele de bandă largă $\frac{Q_{e1}}{Q_c} \ll 1$ și $\frac{Q_{e2}}{Q_c} \ll 1$. Din această cauză capacitățile C_{c1} și C_{c2} trebuie alese din condiția de asigurare a cuplării complete a circuitelor.

Dacă se ia $p_{Tr1} = 1$ și $p_{Tr2} = 1$, din ecuațiile (5.62) și (5.63) găsim:

$$\left.\begin{aligned} C_{c1} &= C_{cmax1} = \frac{1}{2a_1 R_{ieș}} - C_{ieș}, \\ C_{c2} &= C_{cmax2} = \frac{1}{2a_2 R_{in}} - C_{in}, \end{aligned}\right\} \tag{5.69}$$

În acest fel dispare necesitatea prizelor la inductanțele circuitului și se îmbunătățește tehnologia de fabricare a AFI. Condiția $p_{Tr1} = 1 (C_{c2} = C_{cmax2})$ nu se poate obține în toate situațiile. Pentru valori mici de rezistențe R_{in}, valoarea lui C_{cmax2} poate fi excesiv de mare. Aceasta poate conduce la greutăți constructive în realizarea inductanței celui de-al doilea circuit al filtrului de bandă.

4. Formula (5.68) coincide cu relațiile analoge (5.12) ale etajului AFI cu un singur ciruit, pentru regimul de amplificare maximă și pentru o bandă de trecere dată. De aceea regimul de funcționare al AFI cu două circuite, descris de expresiile (5.62) și (5.70) prin analogie cu cazul AFI cu un singur circuit, se va numi în continuare regim de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată.

5. Acordul amplificatorului din varianta 2 este în comparație cu varianta 1, mai dificil. În plus, coeficientul de calitate al amplificării

$$D = A_{01} B_n$$

va fi mai mare la varianta 1-a deoarece amplificarea maximă se obține la această variantă pentru cuplaj critic al circuitelor în timp ce pentru varianta 2-a la un cuplaj mai mic decît cel critic. În acest caz banda de trecere pentru varianta 1-a va fi mai mare decît banda de trecere pentru varianta 2-a. Aceasta permite să se tragă concluzia că este avantajoasă folosirea variantei a 1-a.

Valorile funcției $\psi_i\ (n)$ pentru varianta 1-a sînt prezentate în tabelul 5.2, iar ecuațiile curbei de rezonanță și coeficientul său de dreptunghiularitate sînt prezentate în tabelul 5.3.

Expresia coeficientului de amplificare la rezonanță a AFI, compus din n etaje identice [rel. (5.49), varianta 1], poate fi transformată ușor în forma:

$$A_{0n} = \frac{A_{pot}^{n-1} A_{pot\ d}}{\chi_i(n,\ \mu)}, \tag{5.70}$$

unde $A_{pot\ d}$ este potențialul de amplificare al ultimului etaj determinat cu formula (5.14).

6. Drept criteriu pentru posibilitatea de realizare practică a regimului de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată se poate folosi condiția (5.19) în care se ia ca B_{max} cea mai mică dintre următoarele două valori:

$$\begin{aligned} B_{max\,1} &= \frac{f_i/f_{01}}{2\pi R_{ieș}(C_{ieș} + C_{min\,1})} + \frac{f_i}{Q_c}, \\ B_{max\,2} &= \frac{f_i/f_{02}}{2\pi R_{in}(C_{in} + C_{min\,2})} + \frac{f_i}{Q_c}, \end{aligned} \tag{5.71}$$

unde $C_{min\,1}$, $C_{min\,2}$ sînt valorile minime ale capacităților proprii ale circuitelor filtrelor de bandă.

Sînt posibile trei cazuri în care condiția (5.19) nu este satisfăcută.

Cazul 1. $B_{max\,1} < B_n\psi_i(n) \leqslant B_{max\,2}$.

Rezistența de ieșire a tranzistorului $R_{ieș}$ este insuficientă pentru șuntarea circuitului introdus în circuitul de colector. Trebuie conectată la circuit o rezistență de șunt dată de expresia

$$R_{ș1} = \frac{R_{ieș}}{\dfrac{B_n}{B_{max\,1}}\psi_i(n) - 1}. \tag{5.72}$$

Cazul 2. $B_{max\,1} \geqslant B_n\psi_i(n) > B_{max\,2}$.

Rezistența de intrare R_{in} a etajului următor (de cele mai multe ori a detectorului) este insuficientă pentru șuntarea celui de al doilea circuit al filtrului de bandă. Trebuie conectată la circuit o rezistență de șunt:

$$R_{ș2} = \frac{R_{in}}{\dfrac{B_n}{B_{max\,2}}\psi_i(n) - 1}.$$

Arhiva digitala SaDAng

Cazul 3. $B_n\psi_i(n) > B_{max\,1},\ B_{max\,2}$.

Acest caz reunește cazurile precedente. La ambele circuite ale filtrului de bandă se conectează rezistențele de șunt $R_{ș1}$ și $R_{ș2}$.

Introducerea rezistențelor de șunt conduce în toate cele trei cazuri la micșorarea factorilor de calitate Q_e ai circuitelor, ceea ce, așa cum se vede din relația (5.65) este însoțită de micșorarea coeficientului maxim de amplificare a etajului. Regimul de amplificare maximă devine în acest caz regim de adaptare iar proprietățile AFI cu tranzistoare vor fi analoge cu proprietățile amplificatoarelor cu tuburi cu două circuite.

Coeficientul de amplificare al amplificatorului cu mai multe etaje este:

$$A_{0n} = \frac{A_e^n}{\varphi_i(n)} \tag{5.73}$$

unde A_e este amplificarea unitară:

$$A_e = 2A_{pot}\begin{cases} \sqrt{B_{max\,1}/B_n} & \text{pentru cazul 1.} \\ \sqrt{B_{max\,2}/B_n} & \text{pentru cazul 2.} \\ \sqrt{B_{max\,1}B_{max\,2}/B_n^2} & \text{pentru cazul 3.} \end{cases}$$

$$\varphi_i(n) = \left(\frac{1+\beta^2}{\beta}\right)^n \begin{cases} \left[\dfrac{\psi_i(n)}{1-\dfrac{\mu}{\psi_i(n)}}\right]^{n/2} & \text{pentru cazurile 1 și 2} \\ [\psi_i(n)]^n & \text{pentru cazul 3.} \end{cases}$$

7. Funcționarea stabilă a AFI cu două circuite se asigură prin îndeplinirea a două condiții:

$$\frac{\Delta C_{e1}}{C_{e1}} \leqslant \delta_{max}\frac{B_n}{f_i};\quad \frac{\Delta C_{e2}}{C_{e2}} \leqslant \delta_{max}\frac{B_n}{f_i}, \tag{5.74}$$

unde ΔC_{e1}, ΔC_{e2} — abaterile maxime ale capacităților totale ale circuitelor, față de valorile maxime C_{e1}, C_{e2} sub influența tuturor factorilor destabilizatori:

$$\begin{aligned} \Delta C_{e1} &= p_{Tr\,1}^2 \Delta C_{ieș}, \\ \Delta C_{e2} &= p_{Tr\,2}^2 \Delta C_{in}, \\ \delta_{max} &= 0{,}8 - 1{,}0. \end{aligned} \tag{5.75}$$

Combinînd relațiile (5.62), (5.63), (5.74) și (5.75) obținem inegalitățile

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}}\tau_{in} &\leqslant \frac{\delta_{max}B_n}{2a_2 f_i}, \\ \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}}\tau_{ieș} &\leqslant \frac{\delta_{max}B_n}{2a_1 f_i} \end{aligned} \tag{5.76}$$

care nu depind de valorile capacităților proprii ale circuitelor C_{c1} și C_{c2}. În acest fel, stabilitatea AFI nu poate fi îmbunătățită prin mărirea capacităților proprii ale filtrelor de bandă. Alegînd în mod corespunzător valoarea și semnul coeficientului de variație cu temperatura a capacităților C_{c1} și C_{c2}, pot fi compensate numai variațiile cu temperatura ale capacităților C_{in} și $C_{ieș}$. Influența dispersiei valorilor C_{in} și $C_{ieș}$ și a instabilității lor în cazul folosirii surselor instabile de alimentare poate fi redusă folosind compensarea separată prin introducerea condensatoarelor C_b și C_c (fig. 5.18) analog cu cazul AFI cu un singur circuit. Capacitățile acestor condensatoare se calculează cu formulele:

$$C_b \geqslant C_{in}\left(\frac{2a_2 f_i \tau_{in}}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right),$$
$$C_c \geqslant C_{ieș}\left(\frac{2a_1 f_i \tau_{ieș}}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} - 1\right). \qquad (5.77)$$

Introducerea condensatoarelor C_b și C_c este utilă, dacă:

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a_2 f_i \tau_{in}},$$
$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a_1 f_i \tau_{ieș}}. \qquad (5.78)$$

Dacă $C_1 = C_{max\,1}$ ($C_2 = C_{max\,2}$) nu se introduce în schemă condensatorul $C_c(C_b)$. Dacă se introduc condensatoarele C_b și C_c, atunci în toate formulele obținute mai înainte, în locul C_{in} și $C_{ieș}$ se va introduce $C_{in} + C_b$; $C_{ieș} + C_c$.

8. Mărimea coeficientului de amplificare a etajului AFI cu două circuite poate fi limitată (de exemplu de către coeficientul de amplificare maxim stabil $A_{0s} = A_{0\,max}$). În aceste situații trebuie trecut de la regimul de amplificare maximă la regimul de amplificare fixă.

Micșorarea coeficientului de amplificare poate fi obținută fie prin micșorarea potențialului de amplificare A_{pot}, fie prin micșorarea factorilor de calitate ai circuitelor.

Să analizăm pe rînd cele două procedee pentru variantele 1 și 2.

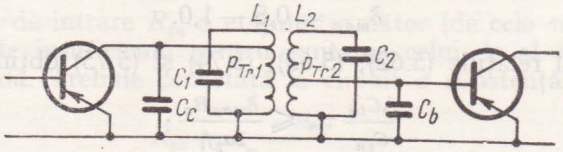


Fig. 5.18. Schema etajului AFI cu două circuite cu compensare separată a instabilității capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

Arhiva digitala SaDAng

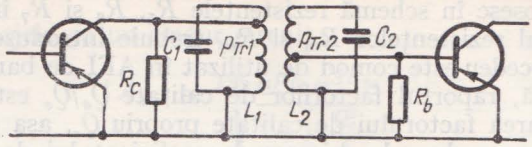


Fig. 5.19. Schemă simplificată a etajului AFI cu două circuite, cu rezistențe R_b și R_c.

Gradul necesar de micșorare a potențialului de amplificare se determină din ecuația (5.65) pentru $Q_{e1} = Q_{e2}$, $A_{01} = A_{max}$:

$$A^*_{pot} = \frac{A_{max}}{\frac{2\beta}{1+\beta^2}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right)} = \frac{A_{max}}{A_{01}} A_{pot}. \tag{5.79}$$

Micșorarea potențialului de amplificare se asigură prin șuntarea circuitelor de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor prin rezistențele R_b și R_c (fig. 5.19). Este rațional să se folosească drept rezistență R_b, rezistența divizorului potențiometric de polarizare a bazei tranzistorului din etajul următor (fig. 5.20):

$$R_b = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}, \quad R_c = R_7. \tag{5.80}$$

Ținînd seama de R_b și R_c rezistențele de intrare și de ieșire se micșorează și vor deveni:

$$R^*_{in} = \frac{R_b R_{in}}{R_b + R_{in}}; \quad R^*_{ieș} = \frac{R_c R_{ieș}}{R_c + R_{ieș}}. \tag{5.81}$$

Potențialul de amplificare după introducerea rezistențelor R_b și R_c va fi:

$$A^*_{pot} = \frac{1}{2} S \sqrt{R^*_{ieș} R^*_{in}}. \tag{5.82}$$

Condiția (5.79) poate fi ușor asigurată prin alegerea rezistențelor R_5, R_6, și R_7.

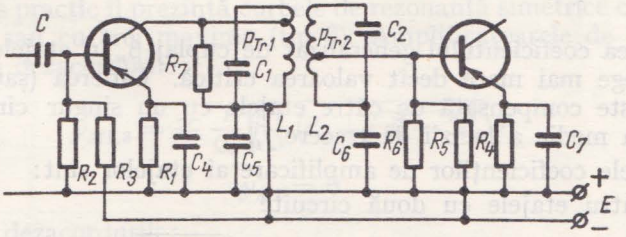


Fig. 5.20. Schema de principiu a etajului AFI cu două circuite, care lucrează în regim de amplificare fixă.

Cînd se folosesc în schemă rezistențele R_5, R_6 și R_7 în toate formulele de calcul, în locul rezistențelor R_{in} și $R_{ieș}$ trebuie introduse rezistențele R^*_{in} și $R^*_{ieș}$. Acest procedeu este comod de utilizat în AFI de bandă largă. În AFI de bandă îngustă, raportul factorilor de calitate Q_e/Q_c este comparabil cu unitatea. Micșorarea factorului de calitate propriu Q_c, așa cum se vede din ecuația (5.65), va conduce la micșorarea coeficientului de amplificare A_{01}. Făcînd $A_{01} = A_{max}$ pentru $Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e$ găsim, cu ecuația (5.65), valoarea necesară a factorului propriu de calitate al circuitelor:

$$Q^*_c = \frac{Q_e}{1 + \frac{A_{max}}{A_{pot}} \frac{1+\beta^2}{2\beta^2}}. \tag{5.83}$$

Micșorarea Q_c pînă la valoarea Q^*_c poate fi obținută:

— prin mărirea capacităților proprii ale circuitelor C_{c1} și C_{c2} pînă la valoarea:

$$C^*_{c1} = C^*_{c2} = C_0 \frac{Q_{max}}{Q^*_c}\left[1 + 1 - \left(\frac{Q^*_c}{Q_{max}}\right)^2\right]; \tag{5.84}$$

— prin șuntarea circuitelor cu rezistențele

$$R_{ș1} = \frac{R_{0c1}}{\frac{Q_c}{Q^*} - 1}; \quad R_{ș2} = \frac{R_{0c2}}{\frac{Q_c}{Q^*} - 1}; \tag{5.85}$$

— prin folosirea (pentru înfășurările bobinelor circuitelor) a unor conductoare cu rezistivitate mare precum și prin folosirea miezurilor metalice.

5.2.4. Relațiile de calcul principale ale AFI cu etaje cu un singur circuit și cu două circuite

Amplificatoarele de acest tip sînt compuse din același număr de etaje cu un singur și cu două circuite. Numărul total de circuite oscilante este multiplu de trei.

Aceste amplificatoare sînt folosite, de obicei, ca amplificatoare de bandă largă.

Valoarea coeficientului generalizat de cuplaj β, în etajele cu două circuite, se alege mai mare decît valoarea critică. Căderea (șaua) curbei de rezonanță este compensată de către etajele cu un singur circuit, acordate pe frecvența medie a benzii de trecere f_i.

Modulele coeficienților de amplificare ai etajelor sînt:

— pentru etajele cu două circuite

$$|A_{1dc}| = \frac{p_{Tr1} p_{Tr2} \beta S \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 Q_e^2)^2 + y^2 y_6^2 Q_e^2}}; \tag{5.86}$$

Arhiva digitala SaDAng

— pentru etajele cu un singur circuit

$$|A_{10}| = \frac{p_{Tr\,01} p_{Tr\,02} S R_{0e}}{\sqrt{1 + y^2 \frac{Q_e^2}{h}}}, \tag{5.87}$$

unde

$$R_{0e} = \frac{R_{0c}}{\sqrt{1 + p_{Tr\,1}^2 \frac{R_{0c}}{R_{ieş}} + p_{Tr\,2}^2 \frac{R_{0c}}{R_{in}}}} \tag{5.88}$$

este impedanța echivalentă la rezonanță a circuitului oscilant al etajului cu un singur circuit;

$$h = \frac{Q_e}{Q_{e0}}. \tag{5.89}$$

Coeficientul rezultant de amplificare a perechii de etaje este:

$$A_2 = A_{1dc} A_{10} = \frac{p_{Tr\,1} p_{Tr\,2} p_{Tr\,01} p_{Tr\,02} h \beta S^2 R_{0e} \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}}{\sqrt{y^6 Q_e^6 - d_4 y^4 Q_e^4 + d_2 y^2 Q_e^2 + d_0}} \tag{5.90}$$

unde

$$d_0 = h^2 (1 + \beta^2)^2;$$

$$d_2 = (1 + \beta^2)^2 - 2h^2(1 + \beta^2) + h^2 y_0^2;$$

$$d_4 = 2(1 + \beta^2) - y_0^2 - h^2;$$

la frecvența f_i (pentru $y = 0$)

$$A_{02} = p_{Tr\,1} p_{Tr\,2} p_{Tr\,01} p_{Tr\,02} \frac{\beta}{1 + \beta^2} S^2 R_{0e} \sqrt{R_{0e1} R_{0e2}}. \tag{5.91}$$

Ecuația curbei de rezonanță

$$P_2 = \frac{A_2}{A_{02}} = \frac{h(1 + \beta^2)}{\sqrt{y^6 Q_e^6 - d_4 Q_e^4 + d_2 y^2 Q_e^2 + d_0}}. \tag{5.92}$$

Un interes practic îl prezintă curbele de rezonanță simetrice cu un singur maxim (tip 8) sau cu trei maxime (tip 9). Amplificatoarele de ultimul tip au maximele la dezacordurile:

$$y_{M1,3} = \mp \frac{1}{Q_e} \sqrt{\frac{1}{3}(d_4 + \sqrt{d_4^2 - 3d_2})}, \tag{5.93}$$

$$y_{M2} = 0$$

și minimele la dezacordurile:

$$y_{m1,2} = \mp \frac{1}{Q_e} \sqrt{\frac{1}{3}(d_4 - \sqrt{d_4^2 - 3d_2})}. \tag{5.94}$$

Introducînd aceste valori y_M și y_m în ecuația (5.92) și considerînd $P_2(y_{M1}) = P_2(y_{M2}) = P_2(y_{M3}) = 1$ și $P_2(y_{m1}) = P_2(y_{m2})$ nu este greu să se obțină condiția de simetrie a curbei de rezonanță

$$h = y_0 \tag{5.95}$$

Totodată ecuația curbei de rezonanță capătă forma:

$$P_2 = \frac{y_0(1+\beta^2)}{\sqrt{y^6Q_e^6 - 2y^4Q_e^4(1+\beta^2-y_0^2) + y^2Q_e^2(1+\beta^2-y_0^2)^2 + y_0^2(1+\beta^2)^2}}. \tag{5.96}$$

Forma curbei de rezonanță este determinată de valoarea coeficientului generalizat de cuplaj al circuitelor filtrelor de bandă β. Dacă $\beta < \beta_{cr}$ (cuplaj slab), unde

$$\beta_{cr} = \sqrt{y_0^2 - 1}, \tag{5.97}$$

atunci curba de rezonanță are un singur maxim.

În cazul $\beta = \beta_{cr}$ (cuplaj critic) curba de rezonanță capătă o formă apropiată de cea ideală, dreptunghiulară. Ecuația curbei de rezonanță pentru acest caz este:

$$P_2 = \frac{y_0^3}{\sqrt{y_0^6 + y^6Q_e^6}}. \tag{5.98}$$

Coeficientul de cuplaj al circuitelor filtrelor de bandă este:

$$k_{cr} = \begin{cases} \dfrac{\sqrt{3}}{Q_e} & \text{pentru varianta 1-a} \\ \sqrt{\dfrac{1}{Q_e^2}\left[\dfrac{(f_{01}+f_{02})^2}{f_{01}f_{02}} - 1\right] - \dfrac{(f_{02}-f_{01})^2}{f_{01}f_{02}}} & \text{pentru varianta 2-a} \\ \sqrt{\left(\dfrac{Q_{e1}+Q_{e2}}{Q_{e1}Q_{e2}}\right)^2 - \dfrac{1}{Q_{e1}Q_{e2}}} & \text{pentru varianta 3-a.} \end{cases} \tag{5.99}$$

Pentru $\beta > \beta_{cr}$ (cuplaj strîns) curba de rezonanță are trei maxime P_{2M} pentru $y_{M1,3} = \mp\frac{1}{Q_e}\sqrt{\beta^2 - \beta_{cr}^2}$ și $y_{M2} = 0$ și două minime

$$P_{2m} = \frac{3y_0(1+\beta^2)\sqrt{3}}{\sqrt{4(1+\beta^2)^3 + 15y_0^2(1+\beta^2)^2 + 12y_0^4(1+\beta^2) - 4y_0^6}} \tag{5.100}$$

pentru $y_{m1,2} = \mp\frac{1}{Q_e}\sqrt{\frac{1}{3}(\beta^2 - \beta_{cr}^2)}$.

Arhiva digitala SaDAng

Căderea relativă a curbei de rezonanță nu scade sub nivelul σ pentru $\beta = \beta_M$, care este rădăcina reală pozitivă a ecuației:

$$\beta_M^6 - 3\beta_M^4\left[\frac{y_0^2}{4}(9\sqrt[n]{\sigma^4} - 5) - 1\right] - 3\beta_M^2\left[\frac{y_0^2}{2}(9\sqrt[n]{\sigma^2} - 5) - 1 - y_0^4)\right] - \\ - 3\frac{y_0^2}{4}(9\sqrt[n]{\sigma^4} - 5) + 1 + 3y_0^2 - y_0^6 = 0. \tag{5.101}$$

Curba de rezonanță nu scade sub nivelul de 3 dB pentru:

$$\beta_M^6 - 3\beta_M^4\left[\frac{y_0^2}{4}(9\sqrt[n]{8} - 5) - 1\right] - 3\beta_M^2\left[\frac{y_0^2}{2}(9\sqrt[n]{8} - 5) - 1 - y_0^4\right] - \\ - 3\frac{y_0^2}{4}(9\sqrt[n]{8} - 5) + 1 + 3y_0^2 - y_0^6 = 0 \tag{5.102}$$

unde n este numărul de etaje ale amplificatorului.

Banda de trecere și coeficientul de dreptunghiularitate ale curbei de rezonanță vor fi:

$$B_n = \frac{f_i}{Q_e\psi_i(n)}; \quad K_{dr} = \frac{\psi_i(n)}{\psi_\sigma(n)}, \tag{5.103}$$

unde $\psi_\sigma(n)$ este rădăcina reală pozitivă maximă a ecuației

$$\frac{1}{\psi_\sigma^6(n)} - \frac{2(\beta^2 - \beta_{cr}^2)}{\psi_\sigma^4(n)} + \frac{(\beta^2 - \beta_{cr}^2)^2}{\psi_\sigma^2(n)} + y_0^2(1 + \beta^2)^2(\sqrt[n]{\sigma_n^4} - 1) = 0 \tag{5.104}$$

$\psi_i(n) = \psi_\sigma(n)$ pentru $\sigma_n = 2$.

Pentru cuplaj critic al circuitelor filtrelor de bandă ($\beta = \beta_{cr}$):

$$\left.\begin{aligned} \psi_\sigma(n) &= \begin{cases} \dfrac{1}{2\sqrt[6]{\sqrt[n]{\sigma_n^4} - 1}} & \text{pentru varianta 1,} \\ \dfrac{1}{\sqrt{1 - \beta_{cr}^2}\sqrt[6]{\sqrt[n]{\sigma_n^4} - 1}} & \text{pentru variantele 2 și 3,} \end{cases} \\ \psi_\sigma(n) &= \begin{cases} \dfrac{1}{2\sqrt[6]{\sqrt[n]{8} - 1}} & \text{pentru varianta 1,} \\ \dfrac{1}{\sqrt{1 - \beta_{cr}^2}\sqrt[6]{\sqrt[n]{8} - 1}} & \text{pentru variantele 2 și 3;} \end{cases} \\ K_{dr} &= \sqrt{\frac{\sqrt[n]{\sigma_n^4} - 1}{\sqrt[n]{8} - 1}} \qquad \text{pentru toate variantele.} \end{aligned}\right\} \tag{5.105}$$

Valorile necesare ale factorilor echivalenți de calitate ai circuitelor:

— pentru etajele cu două circuite:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \psi_i(n)} \tag{5.106}$$

— pentru etajele cu un singur circuit

$$Q_{e0} = \frac{Q_e}{Q_0}, \tag{5.107}$$

se asigură prin alegerea corespunzătoare a coeficienților de transformare p_{Tr1}, p_{Tr2} la etajele cu două circuite și p_{Tr01}, p_{Tr02} la etajele cu un singur circuit. Valorile coeficienților de transformare se calculează cu formulele prezentate în § 5.2.2 și 5.2.3. Substituind valorile p_{Tr1} și p_{Tr2} din relațiile (5.24), (5.25), (5.62) și (5.63) în ecuația (5.91) obținem următoarea expresie pentru coeficientul de amplificare al perechilor de etaje în regim de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată:

$$A_{02} = A_{pot}^2 \frac{2\beta}{1+\beta^2}\left(1-\frac{Q_e}{y_0 Q_c}\right)\sqrt{\left(1-\frac{Q_{e1}}{Q_c}\right)\left(1-\frac{Q_{e2}}{Q_c}\right)}, \tag{5.108}$$

unde A_{pot} este potențialul de amplificare al etajului determinat cu formula (5.13).

Coeficientul de amplificare capătă valoarea maximă pentru cuplajul optim al circuitelor filtrului de bandă $\beta = 1$. În acest caz valoarea coeficientului de cuplaj se determină cu formula (5.67).

Comparînd valorile coeficienților de cuplaj corespunzători la cuplajele critic k_{cr} (5.99) și optim $k_{cupl\,0}$ (5.67), se obține

$$k_{cr} = \begin{cases} k_{cupl\,0}\sqrt{3} & \text{pentru varianta 1;} \\ \sqrt{\frac{1}{Q_e^2}\left[\left(\frac{f_{01}}{f_i}\right)^2+\left(\frac{f_i}{f_{01}}\right)^2\right]-k_{cupl\,0}^2} & \text{pentru varianta 2;} \\ \sqrt{\left(\frac{1}{Q_{e1}^2}+\frac{1}{Q_{e2}^2}\right)^2-k_{cupl\,0}^2} & \text{pentru varianta 3.} \end{cases}$$

Pentru toate variantele $k_{cr} > k_{cupl\,0}$, adică amplificarea maximă se obține pentru un cuplaj al circuitelor filtrelor de bandă, mai mic decît cel critic.

În § 5.2.3 s-a arătat că cea mai acceptabilă variantă a etajelor cu două circuite este varianta 1, pentru care $y_0 = 2$ și

$$A_{02} = A_{pot}^2 \frac{2\beta}{1+\beta^2}\left(1-\frac{Q_e}{2Q_c}\right)\left(1-\frac{Q_e}{Q_c}\right). \tag{5.109}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă AFI conține $\frac{n}{3}$ etaje identice, atunci coeficientul de amplificare

$$A_{0n} = \frac{A_{pot}^{n-1} A_{pot\ d}}{\chi_i(n, \mu)}, \tag{5.110}$$

unde $A_{pot\ d}$ este potențialul de amplificare al ultimului etaj AFI care are ca sarcină detectorul și este determinat cu formula (5.14).

Valorile analitice ale funcțiilor $\psi_i(n)$ și $\chi_i(n, \mu)$, ale ecuațiilor curbelor de rezonanță și ale coeficienților de dreptunghiularitate ai curbelor de rezonanță sînt prezentate în tabelele 5.2 și 5.3.

Proprietățile de bază ale etajelor cu un singur circuit și cu două circuite, folosite în tipul de AFI analizat, au fost prezentate în capitolele precedente.

5.2.4. Metodica calculului ingineresc al AFI de tip combinat

Date inițiale

1. Frecvența medie (centrală) a benzii de trecere f_i.
2. Coeficientul de amplificare în tensiune al întregului AFI, A_n.
3. Banda de trecere a întregului amplificator, B_n.
4. Variația relativă admisibilă a benzii de trecere datorită influenței reacțiilor parazite, $\Delta B/B$.
5. Selectivitatea amplificatorului, caracterizată prin coeficienții de dreptunghiularitate $K_{dr\,0.1}$, $K_{dr\,0.01}$.
6. Factorii de calitate proprii ai inductanțelor circuitelor Q_c.
7. Parametrii sarcinii AFI (rezistența de intrare și capacitatea de intrare a detectorului) $R_{in\ d} C_{in\ d}$.

În afară de aceste date inițiale adesea sînt formulate cerințe suplimentare referitoare la:

1) forma și stabilitatea curbei de rezonanță a amplificatorului;
2) asigurarea coeficientului minim de zgomot F;
3) forma caracteristicii de fază și stabilitatea fazei amplificatorului ș.a.

În urma calculelor AFI trebuie obținute concluzii detaliate despre:

— ce tip de tranzistoare trebuie folosite și ce mod de cuplare a lor se adoptă;

— ce tip de amplificator și ce regim de lucru trebuie folosit;

— ce schemă, ce principiu de acord și ce număr de etaje trebuie adoptate;

— care sînt valorile nominale pe care trebuie să le aibă toate piesele care intră în schema AFI pentru ca amplificatorul să corespundă integral destinației sale.

I. *Alegerea tipului tranzistoarelor și a procedeului de cuplare a lor*

La alegerea tipului tranzistoarelor și a procedeului de cuplare a lor trebuie urmate indicațiile prezentate în § 5.1.2 și 5.1.3.

Pentru tipul de tranzistor și procedeul de cuplare alese trebuie calculate potențialele de amplificare:

— pentru etajele AFI cu excepția etajului final AFI

$$A_{pot} = \frac{1}{2} S\sqrt{R_{in}R_{ieș}};$$

— pentru etajul final de frecvență intermediară

$$A_{pot\,d} = \frac{1}{2} S\sqrt{R_{in\,d}R_{ieș}}.$$

Dacă se impune folosirea amplificatoarelor de tip 2—5 cu $\frac{B_n}{f_i} > 0{,}3$ atunci potențialele de amplificare ale etajelor $A_{pot\,1}$, $A_{pot\,2}$ se determină la frecvențele lor de acord f_{r1}, f_{r2}. Totuși, deoarece aceste frecvențe sînt necunoscute, se pot folosi frecvențele corespunzătoare nivelului de calcul al benzii de trecere:

$$f_{1,2} = f_i \mp \frac{B_n}{2}.$$

După aceasta trebuie calculată valoarea medie geometrică a potențialului de amplificare:

$$A_{pot\,g} = \begin{cases} \sqrt{A_{pot\,1}A_{pot\,2}} & \text{pentru AFI de tipurile 2, 3} \\ \sqrt[3]{A_{pot\,1}A_{pot\,2}A_{pot\,3}} & \text{pentru AFI de tipurile 4, 5} \end{cases}$$

În continuare se determină constantele de timp și coeficientul maxim de amplificare stabilă:

$$\tau_{in} = R_{in}C_{in}; \qquad \tau_{ieș} = R_{ieș}C_{ieș};$$

$$\tau_{in\,d} = R_{in\,d}C_{in\,d}; \quad A_{os} = \sqrt{(1 - A_s)\,A_sA},$$

unde $A_s = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta B}{B}$, iar valoarea A se calculează cu formulele din tabelul 5.1.

II. *Alegerea tipului de AFI*

Să analizăm pe scurt particularitățile de bază ale AFI de diferite tipuri.

1. AFI de tip combinat pot fi realizate, dacă:

$$\frac{B_n}{f_i} \geqslant 0{,}005 - 0{,}1.$$

Arhiva digitala SaDAng

2. Regimul de bază adoptat pentru funcționarea AFI de toate tipurile este regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată. Dacă se întîmplă ca mărimea coeficientului de amplificare să fie limitată de reacția internă atunci trebuie folosite metodele pasive și active de mărire a stabilității. Trecerea la regimul de amplificare fixă este rațională pentru un surplus de amplificare excesiv de mare.

3. În regim de amplificare maximă (pentru o anumită bandă de trecere) cea mai mare amplificare o dau amplificatoarele de tipurile 1, 6 și 8.

4. În amplificatoarele de bandă largă mărirea numărului de etaje sau a benzii de trecere poate conduce la dificultăți în realizarea practică a regimului de amplificare maximă. Condiția de realizare a regimului pentru toate tipurile de amplificatoare este dată de inegalitatea:

$$\psi_i(n) < \frac{B_{max}}{B_n},$$

unde B_{max} este banda limită de trecere a unui etaj determinată cu formulele (5.27) și (5.71).

Dificultățile legate de realizarea practică a regimului de amplificare maximă trebuie considerate cauza principală a trecerii de la amplificatorul de tip 1 la amplificatoarele de tipurile 2 și 4, de la tipul 3 la 5, de la 6 la 7 și de la 8 la 9.

5. Pentru aceeași formă a curbelor de rezonanță, același număr de etaje și aceeași bandă de trecere, amplificatorul cu două circuite dă o amplificare mai mare decît etajele decalat acordate cu cîte un singur circuit, dar mai mică decît amplificatorul tip 1.

6. Dreptunghiularitatea curbei de rezonanță a AFI se îmbunătățește odată cu mărirea numărului de circuite oscilante și în cazul trecerii de la curba de rezonanță cu un singur maxim la curba de rezonanță cu cădere în regiunea de vîrf.

7. Pentru un acord corect efectuat, AFI cu etaje decalat acordate poate fi mai stabil din punct de vedere al reacției interne, decît amplificatorul de tip 1.

8. Forma cea mai bună a curbei de rezonanță au amplificatoarele la care toate circuitele sînt acordate pe o singură frecvență (filtre de bandă) și au factori echivalenți de calitate egală. Mărirea numărului de circuite acordate pe frecvențe diferite și a decalajului de acord conduce la înrăutățirea stabilității formei curbei de rezonanță.

9. Amplificatoarele cu circuite decalat acordate față de frecvența f_i sînt mai dificile în ceea ce privește efectuarea acordului, decît AFI, la care toate circuitele sînt acordate pe aceeași frecvență.

10. Cea mai convenabilă variantă de etaje cu două circuite este varianta 1 (vezi § 5.2.3).

La alegerea tipului de AFI trebuie respectate următoarele recomandări:

1. Dacă nu se impun cerințe în ceea ce privește selectivitatea sau dacă acestea nu sînt mari, atunci se poate folosi amplificatorul de tip 1 cu regim

de amplificare maximă, care are o bandă relativă de trecere limită B_{max} nu prea mare. De aceea în cazul folosirii amplificatorului de acest tip în AFI de bandă largă trebuie făcut un calcul de verificare a posibilității realizării lor în următoarea ordine:

Se calculează mărimile ajutătoare:

$$\mu = \frac{f_i}{B_n Q_c},$$

$$B_{max} = \frac{f_i / f_r}{\pi(R_{ieș} C_M + \tau_{in} + \tau_{ieș})} + \frac{f_i}{Q_c}, \tag{5.111}$$

unde C_M este capacitatea distribuită a montajului și a inductanței circuitului.

Cu formula:

$$A_{0n} = \frac{A_{pot}^{n-1} A_{pot\,d}}{\chi_i(n, \mu)} \tag{5.112}$$

pentru $\chi_i(n, \mu) = \chi_i(n, \mu)$ se determină numărul necesar de etaje ale amplificatorului, care asigură coeficientul de amplificare dat A_n. Numărul de etaje se află prin metoda probelor succesive. Numărul de etaje este ales corect dacă:

$$A_0(n-1) < A_n < A_{0n}.$$

Amplificatorul poate fi realizat dacă se îndeplinește condiția:

$$\psi_i(n) < \frac{B_{max}}{B_n} \tag{5.113}$$

pentru $\psi_i(n) = \psi_1(n)$. Dacă se impun cerințe asupra selectivității, atunci concluzia finală asupra utilității AFI de tip 1 se ia în urma comparării coeficientului de dreptunghiularitate impus pentru curba de rezonanță cu cel obținut prin calcul K_{dr}. În cazul cînd la intrarea AFI se găsește un circuit oscilant atunci numărul de etaje în funcție $\psi_i(n)$ la determinarea lui A_{pot} trebuie mărit cu o unitate.

2. Amplificatorul de tip 1 nu poate fi realizat. În acest caz tipul de AFI se stabilește, în principal pe baza cerințelor legate de stabilitatea curbei de rezonanță. În cazul unor cerințe nu prea severe trebuie folosit amplificatorul cu un singur circuit cu etaje decalat acordate (dubleți). Stabilirea tipului concret de AFI depinde de posibilitatea realizării sale și de cerințele în ceea ce privește uniformitatea crestei curbei de rezonanță. Dacă curba de rezonanță trebuie să aibă un singur maxim, atunci se alege amplificatorul de tip 2 sau 4.

Se începe cu un AFI de tip 2.

Cu formula (5.112) pentru $\chi_1(n, \mu) = \chi_2(n, \mu)$ se află numărul necesar de etaje, care se rotunjește pînă la o valoare pară astfel încît

$$A_{0(n-2)} < A_n \leqslant A_{0n}.$$

Arhiva digitala SaDAng

Numărul de circuite oscilante de AFI cu dubleți trebuie să fie multiplu de doi. De aceea în cazul cînd la intrarea amplificatorului există un circuit oscilant numărul de etaje n ale amplificatorului va fi impar.

Totodată se determină

$$A_{0n} = \frac{A_{pot\,0} A_{pot\,g} A_{pot\,d}}{K_{ci}\chi_i(n+1,\ \mu)}, \tag{5.114}$$

unde $A_{pot\,0}$ este potențialul de amplificare al circuitului de intrare, dat de relația:

$$A_{pot\,0} = \begin{cases} \frac{1}{2} S_{conv} \sqrt{R_{in} R_{ieș\,conv}} & \text{pentru schimbătorul de frecvență} \\ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{in}}{R_0}} & \text{pentru circuitul de intrare} \end{cases}$$

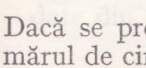
K_{ci} — coeficientul de transfer al tensiunii circuitului la intrarea tranzistorului din primul etaj AFI; S_{conv}, $R_{ieș\,conv}$, R_0 — panta schimbătorului de frecvență, rezistența de ieșire a schimbătorului de frecvență și rezistența sursei semnalului amplificat.

În continuare, cu inegalitatea (5.113) pentru $\psi_1(n) = \psi_2(n)$, unde n se alege egal cu numărul de circuite, se verifică posibilitatea de realizare a AFI. Dacă amplificatorul de tip 2 nu apare realizabil, atunci trebuie ales amplificatorul de tip 4.

Dacă se admite o cădere a crestei curbei de rezonanță, în locul AFI de tip 4 pot fi luate amplificatoarele de tip 3 sau 5 pentru care, de asemenea, trebuie efectuat calculul numărului de etaje cu ajutorul formulei (5.112) pentru $\chi_4(n, \mu) = \chi_3(n, \mu)$ sau $\chi_4(n, \mu) = \chi_5(n, \mu)$. Numărul de etaje trebuie să fie multiplu de trei. El a fost ales corect dacă

$$A_{0(n-3)} < A_n \leqslant A_{0n}.$$

Dacă se prevede folosirea unui circuit oscilant la intrarea AFI, atunci numărul de circuite trebuie luat multiplu de trei, iar numărul de etaje cu unul mai mic. În acest caz, în locul formulei (5.114) se folosește formula:



$$A_{0n} = \frac{A_{pot\,0} A_{pot\,0}^{n-1} A_{pot\,d}}{K_{ci}\chi_4(n,\ \mu)}.$$

În continuare, la fel ca mai înainte, trebuie verificată posibilitatea de realizare fizică a amplificatorului cu ajutorul formulei (5.113). Amplificatorul de tip 5 se folosește în locul AFI de tip 4, dacă ultimul nu poate fi realizat.

3. AFI i se impun cerințe severe în ceea ce privește selectivitatea și stabilitatea curbei de rezonanță. Amplificatoarele cu un singur circuit nu satisfac aceste cerințe, pentru AFI de bandă îngustă trebuie ales amplificatorul cu două circuite de tip 6. Numărul de etaje se calculează cu formula (5.112) pentru $\chi_4(n, \mu) = \chi_6(n, \mu)$, iar verificarea selectivității AFI se face

prin compararea coeficienților de dreptunghiularitate impus și calculat. Dacă AFI are la intrare un filtru de bandă, atunci la determinarea valorii K_{dr} se ia n mai mare cu o unitate.

În cazul că cerințele în ceea ce privește selectivitatea nu sînt satisfăcute, se procedează în felul următor. Pentru o diferență mică în ceea ce privește proprietățile selective se poate trece la AFI de tip 7. Dacă însă diferența este mare, atunci trebuie trecut la AFI cu filtre cu selecție concentrată. AFI cu două circuite pot fi folosite cu succes în amplificatoarele de bandă largă. Pentru o bandă de trecere relativ mare $\frac{B_n}{f_i} > 0{,}1$ trebuie verificată posibilitatea de realizare a AFI. Banda limită de trecere B_n a AFI cu două circuite se calculează cu formula (5.71).

Pentru AFI de tipurile 8 și 9 se folosește valoarea B_{max}, dată de formula (5.111).

În urma alegerii tipului AFI se vor cunoaște:

— tipul amplificatorului;

— numărul de etaje n și coeficientul de amplificare A_{0n};

— valoarea funcției $\psi_i(n)$;

— valoarea coeficientului generalizat de cuplaj sau a coeficientului generalizat de dezacord β;

— coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță $K_{dr\,0{,}1}$ și $K_{dr\,0{,}01}$.

III. *Precizarea valorii coeficientului de amplificare al AFI*

Valoarea dată și valoarea calculată ale coeficientului de amplificare pot diferi mult una față de alta, mai ales la AFI cu etaje decalat acordate.

Dacă nu se admite un surplus mare de amplificare, atunci trebuie trecut de la regimul de amplificare maximă la regimul de amplificare fixă. Coeficientul de amplificare al unui etaj este:

$$A_{01} = \begin{cases} \sqrt[n]{A_{0n}} & \text{— pentru regimul de amplificare maximă} \\ \sqrt[n]{A_n} & \text{— pentru regimul de amplificare fixă} \end{cases}$$

În continuare se apreciază influența reacției interne a tranzistoarelor asupra stabilității AFI comparînd coeficienții de amplificare A_{01} și A_{0s}. Dacă $A_{01} \leqslant A_{0s}$, atunci se poate neglija influența reacției interne.

Dacă $A_{01} > A_{0s}$, amplificatorul nu este stabil. Pentru realizarea coeficientului de amplificare A_{01} trebuie folosită una dintre metodele de mărire a stabilității.

În amplificatoarele cu bandă de trecere $\frac{B_n}{f_i} \leqslant 0{,}2$ se folosește:

— regimul de amplificare fixă, dacă $A_{0s} < 1{,}5\ A_{01}$;

— corecția de tip C sau neutralizarea de tip Y cînd $A_{01} \leqslant 2\ A_{0s}$;

— corecția de tip C pentru $A_{01} \leqslant (2-4)\ A_{0s}$;

Arhiva digitala SaDAng

— conectarea în cascodă EC—EC pentru $A_{01} > 3A_{0s}$ și $f_i \leqslant 1-2$ MHz;
— conectarea în cascodă EC—BC pentru $A_{01} > 3A_{0s}$ și $f_i > 2$ MHz.

Pentru $\frac{B_n}{f_i} > 0{,}2$ și $f_i > 2$ MHz este indicat să se folosească cuplajul EC—BC.

Folosirea corecției tip C și a neutralizării tip Y nu schimbă practic potențialul de amplificare al etajului. Aceasta permite ca valorile calculate pentru coeficientul de amplificare și pentru numărul de etaje să poată fi considerate ca definitive.

Trecerea de la schema cu EC la schema cascodă conduce la schimbarea potențialului de amplificare. În această situație trebuie refăcut calculul numărului de etaje și al amplificării și verificată stabilitatea AFI. Este posibil, ca pentru schema tip EC—BC, să nu fie întotdeauna satisfăcută condiția de stabilitate $A_{01} \leqslant A_{0s}$. În aceste condiții trebuie trecut la regimul de amplificare fixă. Numărul necesar de etaje pentru acest regim este:

$$n = \frac{\lg A_n}{\lg A_{0s}}.$$

Cu aceasta, valorile n și $A_{01} = A_{0s}$ se pot considera definitive.

IV. *Calculul elementelor circuitelor oscilante*

1. Factorul de calitate echivalent al circuitelor se calculează cu formula:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \psi_i(n)}.$$

Factorii echivalenți de calitate ai circuitelor etajelor acordate pe frecvența medie a benzii de trecere a AFI de tipurile 4, 5, 8 și 9 se iau egali cu $Q_e/2$.

2. Frecvențele de acord la circuitele oscilante ale etajelor decalat acordate din amplificatoarele de tipurile 2, 3, 4 și 5 se calculează cu formulele:

$$f_r = \begin{cases} 1 \mp \frac{\beta}{2Q_e} & \text{pentru } \frac{\beta}{Q_e} \leqslant 0{,}2-0{,}3, \\ \sqrt{1+\left(\frac{\beta}{2Q_e}\right)^2} \mp \frac{\beta}{2Q_e} & \text{pentru } \frac{\beta}{Q_e} > 0{,}3. \end{cases}$$

3. Pentru calculul capacităților proprii ale circuitelor C este necesar calculul unor mărimi auxiliare:

— pentru etajele cu un singur circuit și cu două circuite în regim de amplificare maximă

$$a = \frac{\pi f_r}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right),$$

$$a_1 = a_2 = \frac{\pi f_i}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right);$$

— pentru etajele cu un singur circuit în regim de amplificare fixă:

$$a, b = \frac{\pi f_r}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right)\begin{cases}\left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{01}}{A_{pot}}\frac{1}{1-\frac{Q_e}{Q_c}}\right)^2}\right] & \text{pentru etajele de frecvență intermediară cu excepția celui final}\\ \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{01}}{A_{pot\,d}}\frac{1}{1-\frac{Q_e}{Q_c}}\right)^2}\right] & \text{pentru etajul final din blocul de FI.}\end{cases}$$

În ultimul etaj al amplificatorului pentru $R_{in\,d} > R_{ieș}$ este indicat să se aleagă $b > a$. De obicei, în etajele de frecvență intermediară $R_{ieș} > R_{in}$, de aceea trebuie ales $a > b$.

Conectarea completă (fără prize) a circuitelor oscilante în circuitele de colector ale tranzistoarelor se realizează pentru

$$C_c = C_{c\,max} = \begin{cases}\frac{1}{aR_{ieș}} - \frac{R_{in}}{R_{ieș}} C_{in} - C_{ieș} & \text{în regim de amplificare maximă}\\ \frac{1}{aR_{ieș}} + \frac{bR_{in}}{aR_{ieș}} C_{in} - C_{ieș} & \text{în regim de amplificare fixă}\end{cases}$$

pentru etajele cu un singur circuit ($p_{Tr1} = 1$);

$$C_{c1} = C_{c\,max\,1} = \frac{1}{2a_1 R_{ieș}} - C_{ieș},$$

$$C_{c2} = C_{c\,max\,2} = \frac{1}{2a_1 R_{in}} - C_{in}$$

pentru etajele cu două circuite ($p_{Tr1} = 1$, $p_{Tr2} = 1$).

Conectarea completă (fără prize) a celui de-al doilea circuit din filtrul de bandă la circuitul de intrare al tranzistorului din etajul următor ($p_{Tr1} = 1$) este posibilă în cazul AFI de bandă largă pentru R_{in} suficient de mare. Dacă R_{in} este mică, atunci capacitatea C_{c2} va fi excesiv de mare, ceea ce poate conduce la greutăți constructive în realizarea filtrelor de bandă.

La etajele cu un singur circuit cu cuplarea inversă prin autotransformator a circuitului (fig. 5.6, *g*) și la etajele cu inductanță „serie" (fig. 5.6, *f*) capacitatea proprie a circuitului se calculează cu formulele:

$$C_c = \begin{cases}\frac{1 - a(\tau_{in} + \tau_{ieș})}{aR_{ieș}\left(1 + \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{ieș}}}\right)^2} & \text{în regim de amplificare maximă}\\ \frac{1 - a\tau_{ieș} - b\tau_{in}}{aR_{ieș}\left(1 + \sqrt{\frac{bR_{in}}{aR_{ieș}}}\right)^2} & \text{în regim de amplificare fixă}\end{cases}$$

Pentru etajul de ieșire, în formulele prezentate, în locul valorilor R_{in}, C_{in}, τ_{in}, trebuie introduse valorile $R_{in\,d}$, $C_{in\,d}$, $\tau_{in\,d}$.

Arhiva digitala SaDAng

Se poate întîmpla ca pentru valori mari ale R_{in} și R_{ind} în AFI de bandă largă valorile capacităților C_c și C_{c2} să fie comparabile cu valorile capacităților parazite ale montajului C_M. Alegerea unor astfel de valori C_c și C_{c2} nu este de dorit, deoarece AFI va fi instabil. În astfel de situații capacitățile circuitelor se aleg din condiția:

$$C_c,\ C_{c2} \geqslant (5-10)\,C_M,$$

se folosește conectarea completă (fără priză) a circuitelor oscilante la circuitele de colector precum și șuntarea lor prin rezistența

$$R_ș = \frac{\frac{1}{2}R_{ieș}}{\pi f_r[\tau_{in} + \tau_{ieș} + R_{ieș}(C_c + C_M)]\left(\frac{1}{Q_e} - \frac{1}{Q_c^*}\right) - 1}$$

pentru etajele cu un singur circuit, unde

$$Q_c^* = \frac{Q_e}{1 - \frac{Q_e}{\pi f_r[\tau_{in} + \tau_{ieș} + R_{ieș}(C_c + C_M)]}};$$

$$R_ș = \frac{R_{ieș}}{2\pi f_i R_{ieș}\left(\frac{1}{Q_e} - \frac{1}{Q_c^*}\right)(C_{c1} + C_M + C_{ieș}) - 1}$$

pentru etajele cu două circuite, unde

$$Q_c^* = \frac{Q_e}{1 - \frac{Q_e}{2\pi f_i R_{ieș}(C_{c1} + C_M + C_{ieș})}}.$$

În cazul folosirii șunturilor este necesar să se calculeze din nou coeficientul de amplificare și numărul de etaje.

În AFI de bandă îngustă pentru:

$$Q_e = \frac{Q_c}{5n},$$

valorile capacităților proprii trebuie astfel alese încît să satisfacă condiția:

$$4 \geqslant \frac{C_0}{C_c} \geqslant 0{,}2,$$

unde C_0 este valoarea capacității proprii pentru care factorul de calitate constructiv al circuitului și coeficientul de amplificare diferă de valorile maxime cu cel mult 20%.

4. Calculul de verificare a necesității compensării separate a instabilităților capacităților de intrare și de ieșire se efectuează:

a) pentru etajele cu un singur circuit în regim de amplificare maximă

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{in} f_i},$$

$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a\tau_{ieș} f_i};$$

în regim de amplificare fixă

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{in} f_i},$$

$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} > \frac{\delta_{max} B_n}{(a+b)\,\tau_{ieș} f_i};$$

b) pentru etaje cu două circuite în regim de amplificare maximă

$$\frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a_2 f_i \tau_{in}},$$

$$\frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} > \frac{\delta_{max} B_n}{2a_1 f_i \tau_{in}}.$$

În aceste inegalități

$$\delta_{max} = \begin{cases} 1{,}0 - 1{,}5 & \text{pentru amplificatoarele de tip 1} \\ 0{,}4 - 0{,}6 & \text{pentru amplificatoarele de tipurile 2 și 3} \\ 0{,}4 - 0{,}6 & \text{pentru amplificatoarele de tipurile 4 și 5} \\ 0{,}8 - 1{,}0 & \text{pentru etajele cu două circuite.} \end{cases}$$

Dacă inegalitățile de mai sus sînt satisfăcute, atunci în schemele etajelor trebuie să se introducă condensatoarele C_b și C_c (fig. 5.16 și 5.18).

Cînd se conectează complet (fără priză) circuitele oscilante la circuitele de colector ale tranzistoarelor, nu se introduce capacitatea C_c. Dacă s-a luat hotărîrea să se introducă capacitățile C_b și C_c, atunci este necesar să se repete calculul înlocuind în toate formulele de calcul capacitățile C_{in} și $C_{ieș}$ prin capacitățile $C_{in} + C_b$ și $C_{ieș} + C_c$.

Valorile capacităților C_b și C_c se calculează cu formulele:

a) pentru etajele cu un singur circuit în regim de amplificare maximă

$$C_b \geqslant C_{in}\left(2\frac{a\tau_{in} f_i}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right),$$

$$C_c \geqslant C_{ieș}\left(2\frac{a\tau_{ieș} f_i}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} - 1\right);$$

Arhiva digitala SaDAng

în regim de amplificare fixă

$$C_b \geqslant C_{in}\left[\frac{(a+b)\,\tau_{in} f_i}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right]$$

$$C_c \geqslant C_{ieș}\left[\frac{(a+b)\,\tau_{ieș} f_i}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} - 1\right];$$

b) pentru etajele cu un singur circuit în regim de amplificare maximă

$$C_b \geqslant C_{in}\left(\frac{2a_2 f_i \tau_{in}}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{in}}{C_{in}} - 1\right),$$

$$C_c \geqslant C_{ieș}\left(\frac{2a_1 f_i \tau_{ieș}}{\delta_{max} B_n} \cdot \frac{\Delta C_{ieș}}{C_{ieș}} - 1\right).$$

5. Pentru asigurarea regimului de amplificare fixă în AFI cu două circuite trebuie folosit unul dintre procedeele descrise în § 5.2.3.

6. Coeficienții de transformare p_{Tr1} și p_{Tr2} se calculează cu formulele din tabelul 5.4.

Tabelul 5.4

Tipul de etaj AFI	Circuitele din interiorul blocului AFI		Circuitul de la ieșire a blocului AFI	
	p^2_{Tr1}	p^2_{Tr2}	p^2_{Tr1}	p^2_{Tr2}
Etaje cu un singur circuit în regim de amplificare maximă	$\dfrac{C_e}{C_{e\,max}}$	$\dfrac{R_{in}}{R_{ieș}}$	$\dfrac{C_c}{C_{c\,max\,1}}$	$\dfrac{R_{ind}}{R_{ieș}}$
Etaje cu un singur circuit în regim de amplificare fixă	$\dfrac{C_c}{C_{c\,max}}$	$\dfrac{bR_{in}}{aR_{ieș}}$	$\dfrac{C_c}{C_{c\,max}}$	$\dfrac{bR_{ind}}{aR_{ieș}}$
Etaje cu două circuite în regim de amplificare maximă	$\dfrac{C_c}{C_{c\,max\,1}}$	$\dfrac{C_{c2}}{C_{c\,max\,2}}$	$\dfrac{C_{c1}}{C_{c\,max\,1}}$	$\dfrac{C_{c2}}{C_{c\,max\,2}}$
Etaje cu un singur circuit (fig. 5.6, *b*, *g*) în regim de amplificare maximă	$\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{R}{R_{ieș}}\right)^2}$	$(1-p_{Tr1})^2$	$\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{R_{ind}}{R_{ieș}}\right)^2}$	$(1-p_{Tr1})^2$
Etaje cu un singur circuit (fig. 5.6, *b*, *g*) în regim de amplificare fixă	$\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{bR_{in}}{aR_{ieș}}\right)^2}$	$(1-p_{Tr1})^2$	$\dfrac{1}{\left(1+\dfrac{bR_{ind}}{R_{ieș}}\right)^2}$	$(1-p_{Tr1})^2$

7. Capacitățile totale ale circuitelor în etajele cu un singur circuit se calculează cu formulele:

$$C = C_c + p_{Tr1}^2 C_{ieș} + p_{Tr2}^2 C_{in} + C_M;$$

în etajele cu două circuite:

$$C_{t1} = C_{c1} + p_{Tr1}^2 C_{ieș} + C_M, \text{ pentru primul circuit,}$$

$$C_{t2} = C_{c2} + p_{Tr2}^2 C_{in} + C_M, \text{ pentru al doilea circuit.}$$

8. Inductanțele circuitelor oscilante se calculează cu formulele:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_r^2 C_t}$$

unde L se măsoară în μH, f_r — în kHz, C_t — în pF.

9. Coeficienții de cuplaj și de inducție mutuală la circuitele filtrelor de bandă din etajele cu două circuite se calculează cu formulele:

$$k_{cupl} = \frac{\beta}{Q_e}; \quad M = k_{cupl}\sqrt{L_1 L_{cupl}}.$$

10. Capacitatea condensatorului de cuplaj dintre circuitele filtrelor de bandă pentru cuplaj exterior se calculează cu formula:

$$C_{cupl} = \frac{1}{2}(C_{t1} + C_{t2})\frac{k_{cupl}}{1 - k_{cupl}^2}\left[\sqrt{1 + \frac{4C_{t1}C_{t2}(1 - k_{cupl}^2)^2}{k_{cupl}^2(C_{t1} + C_{t2})}} - 1\right].$$

11. Capacitatea condensatorului de corecție a reacției interne este dată de formula:

$$C_{cor} = \frac{p_{Tr1}}{p_{Tr2}} C_{12} + \frac{1}{2\pi r_{12} f_S}.$$

12. Parametrii elementelor componente ale circuitului de neutralizare a reacției interne sînt dați de expresiile:

— pentru neutralizare serie tip Y;

$$R_N = \frac{\frac{p_{Tr2}}{p_{Tr1}} r_{12}}{1 + (2\pi f_r r_{12} C_{12})^2},$$

$$C_N = \frac{p_{Tr1}}{p_{Tr2}} C_{12}\left[1 + \frac{1}{(2\pi f_r r_{12} C_{12})^2}\right];$$

— pentru neutralizare paralelă tip Y;

$$R_N = \frac{p_{Tr2}}{p_{Tr1}} r_{12}; \quad C_N = \frac{p_{Tr1}}{p_{Tr2}} C_{12}.$$

Particularitatea etajelor cu corecție sau cu neutralizare constă în aceea că în ele trebuie să existe neapărat autotransformator sau transformator defazor (fig. 5.1 și 5.3).

Arhiva digitala SaDAng

Exemplu de calcul al AFI de bandă îngustă

Date inițiale.

1. Frecvența medie a benzii de trecere (frecvența intermediară) $f_i = 465$ kHz.
2. Coeficientul de amplificare în tensiune $A_n = 1\,500 - 2\,000$.
3. Banda de trecere $B_n = 8$ kHz.
4. Variațiile admisibile ale benzii de trecere $\frac{\Delta B}{B} = 0{,}2$.
5. Coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță

$$k_{dr\,0{,}1} \leqslant 1{,}9; \quad k_{dr\,0{,}01} \leqslant 3.$$

6. Factorul de calitate propriu al circuitelor $Q_c = 100$ pentru

$$C = 1\,680 \text{ pF}.$$

7. Curba de rezonanță a AFI trebuie să aibă un singur vîrf.
8. Sarcina etajului de ieșire al blocului AFI este constituită dintr-un demodulator cu $K_{in\,d} = 1{,}8$ kΩ; $C_{in\,d} = 1$ pF.

Calculul. Pentru AFI alegem tranzistorul П414. Stabilim ca în toate etajele tranzistoarele să fie conectate în schemă EC. Parametrii tranzistoarelor în acest caz vor fi:

$r_{11} = 800\ \Omega$; $C_{11} = 120$ pF; $r_{22} = 15$ kΩ; $C_{22} = 30$ pF,

$r_{12} = 40$ kΩ; $C_{12} = 8$ pF; $S = 50$ mA/V; $|y_{12}| = 3.4.10^{-1}$S

$f_g \geqslant 60$ MHz; $\beta_0 \geqslant 50$; $r_{bb'}C_{col} = 800$ μs; $r_e = 10\ \Omega$; $r_{bb'} = 100\ \Omega$; $\gamma = 1{,}2$.

1. Frecvența limită a pantei tranzistorului

$$f_s = f_g^2 \frac{30\, r_b C_{col}}{\gamma\beta_0}\left(1 + \beta\frac{r_e}{r_{bb'}}\right) = 60^2 \frac{30\,800}{1{,}2 \cdot 50}\left(1 + 50\frac{10}{100}\right) = 8{,}6 \text{ MHz}.$$

Condiția $f_s \geqslant (0{,}3 - 0{,}6) f_i$ este satisfăcută cu rezervă.

2. Potențialele de amplificare:

— pentru etajele din blocul FI cu excepția ultimului etaj

$$A_{pot} = \frac{1}{2} S\sqrt{r_{11}r_{22}} = \frac{1}{2} 50\sqrt{0{,}8 \cdot 15} = 86,$$

— pentru etajul de ieșire

$$A_{pot\,d} = \frac{1}{2} S\sqrt{R_{in\,d}r_{22}} = \frac{1}{2} 50\sqrt{1{,}8 \cdot 15} = 130.$$

3. Constanta de timp și stabilitatea coeficientului de amplificare:

$$\tau_{in} = r_{11}C_{11} = 800 \cdot 120 \cdot 10^{-2} = 9{,}6 \cdot 10^{-3}\text{s}$$

$$\tau_{ieș} = r_{22}C_{22} = 15 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-2} = 4 \,.\, 5 \,.\, 10^{-7}\text{s}$$

$$\tau_{in\,d} = R_{in\,d}\, C_{in\,d} = 1{,}8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12} = 1{,}8 \cdot 10^{-9}\text{s},$$

$$A = \sqrt{\frac{S}{|Y_{12}|}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-3}}{3{,}4 \cdot 10^{-5}}} = 38{,}4;$$

$$A_{0s} = (0{,}31 - 0{,}43)\, A = (0{,}31 - 0{,}43)\, 38{,}4 = 12 - 16{,}5.$$

4. Amplificatorului i se impun cerințe relativ mari în ceea ce privește selectivitatea. Din analiza valorilor numerice ale coeficienților de dreptunghiularitate $K_{dr\,0.1}$ și $K_{dr\,0.01}$ ai diferitelor tipuri de AFI, rezultă că selectivitatea impusă este realizată de amplificatorul cu două circuite de tip 6 cu un număr de filtre de bandă egal cu 3. Considerînd că există un filtru de bandă de intrare, numărul de etaje AFI se ia $n = 2$.

5. Factorul de calitate echivalent al circuitelor:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \psi_6(n)} = \frac{465}{8 \cdot 0{,}98} = 59{,}3.$$

6. Coeficienții de amplificare ai etajelor și ai amplificatorului:

— pentru primul etaj

$$A_{011} = A_{pot}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = 86\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) = 35;$$

— pentru cel de-al doilea etaj

$$A_{012} = A_{pot\,d}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = 130\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) = 52{,}8.$$

Comparînd coeficienții de amplificare obținuți cu coeficientul de amplificare stabilă $A_{0s} = 12 - 16{,}5$ se deduce că amplificatorul este instabil.

Raportul coeficienților de amplificare

$$\frac{A_{011}}{A_{0s}} = \frac{35}{16{,}5} = 2{,}1; \quad \frac{A_{012}}{A_{0s}} = \frac{52{,}8}{16{,}5} = 3{,}2.$$

Funcționarea stabilă a amplificatorului se asigură prin folosirea corecției de tip C.

Coeficientul de amplificare total

$$A_{0n} = A_{011} A_{012} = 35 \cdot 52{,}8 = 1\,850$$

satisface cerința impusă.

7. Parametrii auxiliari

$$a_1 = a_2 = \frac{\pi f_i}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = \frac{3{,}14 \cdot 465}{59{,}3}\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) \approx 10 \text{ kHz}.$$

8. Capacitățile proprii ale circuitelor filtrului de bandă se deduc din condiția de conectare completă (fără prize) a circuitelor la tranzistor și la demodulator:

$$C_{c1} = C_{c\,max\,1} = \frac{1}{2a_1 r_{22}} - C_{22} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^3} - 30 \approx 3\,300 \text{ pF}.$$

$$C_{c2} = C_{c\,max\,2} = \frac{1}{2a_2 r_{11}} - C_{11} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 800} - 12 \approx 62.10^3 \text{ pF}.$$

Pentru cel de-al doilea circuit al filtrului de bandă din etajul de ieșire

$$C_{c2} = C_{c\,max\,d2} = \frac{1}{2a_2 R_{in\,d}} - C_{in\,d} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1\,800} - 1 \approx 27{,}7 \cdot 10^3 \text{ pF}.$$

Capacitatea obținută depășește cu mult valoarea optimă $C_0 = 1\,680$ pF, ceea ce poate conduce la o micșorare apreciabilă a factorului propriu de calitate Q_c și a coeficientului de amplificare A_{0n}.

De aceea luăm pentru toate circuitele AFI $C_{c1} = C_{c2} = C_0 = 1\,680$ pF.

Arhiva digitala SaDAng

9. Coeficienții de transformare:

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{C_{c1}}{C_{c\,max\,1}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{3\,300}} = 0{,}71,$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{C_{c2}}{C_{c\,max\,2}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{62 \cdot 10^3}} = 0{,}16,$$

$$p_{Tr\,d2} = \sqrt{\frac{C_{c2}}{C_{c\,max\,d2}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{27{,}7 \cdot 10^3}} = 0{,}25.$$

10. Capacitățile totale ale circuitelor:

$$C_{t1} = C_{c1} + p^2_{Tr1} C_{22} = 1\,680 + 0{,}71^2 \cdot 30 \approx 1\,700 \text{ pF},$$

$$C_{t2} = C_{c2} + p^2_{Tr2} C_{11} = 1\,680 + 0{,}16^2 \cdot 120 \approx 1\,700 \text{ pF},$$

$$C_{td2} = C_{c2} + p^2_{Tr\,d2} C_{in\,d} = 1\,680 + 0{,}25^2 \cdot 1 = 1\,680 \text{ pF}.$$

Practic, se poate considera pentru toate circuitele capacitatea totală egală cu 1 700 pF.

11. Inductanțele circuitelor:

$$L_1 = L_2 = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_i C_t} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{465^2 \cdot 1\,700} = 68{,}5\ \mu\text{H}.$$

12. Coeficienții de cuplaj ai circuitelor și inductanțele mutuale:

$$k_{cupl} = \frac{\beta}{Q_e} = \frac{1}{59{,}3} = 0{,}0165;$$

$$M = k_{cupl}\sqrt{L_1 L_2} = 0{,}0169 \cdot 68{,}5 = 1{,}16\ \mu\text{H}.$$

13. Capacitatea condensatoarelor de corecție în cazul conectării inverse prin autotransformator a primelor circuite din filtrele de bandă la la circuitele de colector:

$$C_{cor} = \frac{p_{Tr1}}{1 - p_{Tr1}} C_{12} + \frac{1}{2\pi f_S r_{12}} =$$

$$= \frac{0{,}71}{1 - 0{,}71} \cdot 8 + \frac{1}{6{,}28 \cdot 8{,}6 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^3} \approx 20 \text{ pF}$$

Schema de principiu a amplificatorului calculat este prezentată în fig. 5.21.

Valorile rezistențelor $R_1 - R_4$ și ale condensatoarelor $C_3 - C_8$ se calculează la fel ca la amplificatoare de tensiune de joasă frecvență cu transformator.

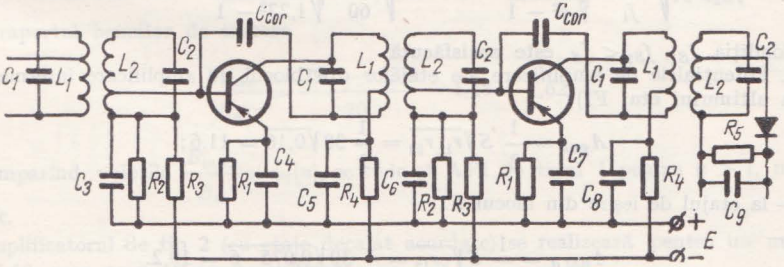


Fig. 5.21. Schema de principiu a AFI de bandă îngustă.

Exemplu de calcul de AFI de bandă largă

Date inițiale

1. Frecvența medie a benzii de trecere (frecvența intermediară) $f_i = 60$ MHz.
2. Coeficientul de amplificare în tensiune $A_n = 500 - 600$.
3. Banda de trecere $B_n = 20$ MHz.
4. Variația admisibilă a benzii de trecere $\frac{\Delta B}{B} \leqslant 0{,}2$.
5. Deformarea admisibilă a vîrfului curbei de rezonanță $\frac{\Delta P}{P} \leqslant 0{,}1$.
6. Factorul de calitate propriu al inductanței circuitului $Q_c = 10$.
7. Curba de rezonanță nu trebuie să aibă o cădere (șa) pe creastă.
8. Sarcina etajului de ieșire al amplificatorului este un cablu coaxial cu impedanță caracteristică $\rho = 75\ \Omega$.

Calculul. Pentru AFI alegem tranzistorul tip 1T313B. Folosim pentru etaje și tranzistoare scheme de conectare EC-BC. Parametrii tranzistoarelor în schema de conectare cu EC la frecvența de 60 MHz sînt:

$$r_{11} = 100\ \Omega;\ C_{11} = 15\ \text{pF};\ r_{22} = 1\ \text{k}\Omega;\ C_{22} = 5\ \text{pF};$$

$$S = 40\ \text{mA/V};\ |y_{12}| = 4{,}1 \cdot 10^{-4}\ S;\ r_{12} = 6\ \text{k}\Omega;$$

$$C_{12} = 1\ \text{pF};\ r_{bb'}C_{col} = 100\ \text{p.s};\ r_e = 5\ \Omega;$$

$$f_g \geqslant 1\,000\ \text{MHz};\ r_{bb'} = 50\ \Omega;\ \beta_0 = 120;\ \gamma = 1{,}2.$$

1. Frecvența limită a pantei tranzistorului:

$$f_s = f_g^2 \frac{30\, r_{bb'}C_{col}}{\gamma\beta_0}\left(1 + \beta_0 \frac{r_e}{r_{bb'}}\right) = 1\,000^2 \frac{30 \cdot 100}{1{,}2 \cdot 120}\left(1 + 120\,\frac{5}{50}\right) = 270\ \text{MHz}.$$

2. Parametrul auxiliar:

$$\varepsilon = \frac{1 + \dfrac{\Delta P}{P}}{1 - \dfrac{\Delta P}{P}} = \frac{1 + 0{,}1}{1 - 0{,}1} = 1{,}22.$$

3. Mărimea necesară a frecvențelor f_S, pentru o valoare orientativă $n = 6$; $f_{S1} \geqslant (0{,}3 - 0{,}6) f_i = (0{,}3 - 0{,}6)\, 60 = (18 - 36)$ MHz.

$$f_{S2} \geqslant f_i \sqrt{\frac{B_n}{f_i} \cdot \frac{\sqrt[n]{\varepsilon^2 + 1}}{\sqrt[n]{\varepsilon^2 - 1}} - 1} = 60 \sqrt{\frac{20}{60} \cdot \frac{\sqrt[6]{1{,}22^2 + 1}}{\sqrt[6]{1{,}22^2 - 1}} - 1} = 125\ \text{MHz}.$$

Condiția f_{S1}, $f_{S2} < f_S$ este satisfăcută.

4. Potențialele de amplificare ale etajelor din blocul de amplificare intermediară (cu excepția ultimului etaj FI):

$$A_{pot} = \frac{1}{2}\, S\sqrt{r_{11}r_{12}} = \frac{1}{2}\, 30\sqrt{0{,}16} = 11{,}6;$$

— la etajul de ieșire din blocul FI:

$$A_{pot\,\bar{a}} = \frac{1}{2}\, S\sqrt{\rho r_{12}} = \frac{1}{2}\, 30\sqrt{0{,}075 \cdot 6} = 10{,}2.$$

Arhiva digitala SaDAng

5. Constanta de timp și coeficientul de amplificare stabilă:

$$\tau_{in} = r_{11}C_{11} = 100 \cdot 15 \cdot 10^{-12} = 1{,}5 \cdot 10^{-9}\text{s},$$

$$\tau_{ieș} = r_{11}C_{12} = 6.10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-12} = 6 \cdot 10^{-9}\text{s},$$

$$\left|1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right| = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{r_{22}} - \frac{1}{r_{12}}\right)^2 + [2\pi f_i(C_{22} - C_{12})]^2}}{|Y_{12}|} =$$

$$= \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{10^3} - \frac{1}{6.10^3}\right)^2 + [6{,}28 \cdot 60 \cdot 10^6(5-1)\,10^{-12}]^2}}{4{,}1 \cdot 10^{-4}} = 4{,}2;$$

$$A = \frac{S}{|Y_{12}|}\sqrt{\frac{1}{\left|1 + \frac{Y_{22}}{Y_{12}}\right|}} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{4{,}1 \cdot 10^{-4}}\sqrt{\frac{1}{4{,}2}} = 35{,}7;$$

$$A_{0s} = (0{,}42 - 0{,}43)\,A = (0{,}42 - 0{,}43)\,35{,}7 \approx 15.$$

Deoarece A_{pot}, $A_{pot\,d} < A_{0s}$, influența reacției interne a tranzistoarelor asupra funcționării AFI poate fi neglijată.

6. Nu se impun cerințe deosebite selectivității și stabilității AFI ceea ce permite folosirea etajelor cu un singur circuit în regim de amplificare maximă.

Alegerea tipului de AFI poate fi făcută în următoarea ordine:

— capacitatea parazită a circuitelor se consideră $C_p = 1$ pF;

— banda de trecere maximă a etajelor din blocul FI (cu excepția ultimului etaj din bloc):

$$B_{max} = \frac{1}{\pi(\tau_{in} + \tau_{ieș} + C_p r_{12})} + \frac{f_i}{Q_c} = \frac{1}{3{,}14(1{,}5 + 6 + 6) \cdot 10^{-9}} + 6 = 29{,}6 \text{ MHz};$$

— parametrul μ

$$\mu = \frac{f_i}{B_n Q_c} = \frac{60}{20 \cdot 10} = 0{,}3;$$

— raportul benzilor de trecere

$$\frac{B_{max}}{B_n} = \frac{29{,}6 - 32{,}5}{20} = 1{,}48 - 1{,}62.$$

Comparînd valorile $\frac{B_{max}}{B_n}$ și $\psi_i(n)$, se vede că AFI de tipul 1 pentru $n > 1$, nu poate fi realizat.

Amplificatorul de tip 2 (cu etaje decalat acordate) se realizează pentru un număr de etaje $n \leqslant 10$, ceea ce practic este suficient.

Numărul de etaje AFI îl găsim, prin metoda încercărilor succesive, cu formula:

$$A_{0n} = \frac{A_{max}^{n-1} A_{max\,d}}{\chi_2(n, \mu)}.$$

Pentru $n = 2$, $\chi_2(n, \mu) = 6{,}03$, $A_{0n} = 19{,}6$; pentru $n = 4$, $\chi_2(n, \mu) = 21{,}13$, $A_{0n} = 640$. Adoptăm $n = 4$.

7. Factorii de calitate echivalenți ai circuitelor:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \psi_2(n)} = \frac{60}{20 \cdot 0{,}08} = 3{,}4.$$

8. Frecvențele de acord ale circuitelor:

$$f_{r1,2} = f_i \left(1 \mp \frac{\beta}{2Q_e}\right) = 60 \left(1 \mp \frac{1}{2 \cdot 3{,}4}\right),$$

$$f_{r1} = 51 \text{ MHz}; \; f_{r2} = 69 \text{ MHz}.$$

9. Parametrul auxiliar a:

— pentru etajele acordate pe frecvența f_{r1}

$$a = \frac{\pi f_{r1}}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = \frac{3{,}14 \cdot 51}{3{,}4}\left(1 - \frac{3{,}4}{10}\right) = 31 \text{ MHz};$$

— pentru etajele acordate pe frecvența f_{r2}

$$a = \frac{\pi f_{r2}}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = \frac{3{,}14 \cdot 69}{3{,}4}\left(1 - \frac{3{,}4}{10}\right) = 48{,}6 \text{ MHz}.$$

10. Capacitățile proprii ale circuitelor le determinăm din condițiile de conectare completă a acestora (fără prize) în circuitele de colector ale tranzistoarelor:

— pentru etajele acordate pe f_{r1}

$$C_c = C_{c\,max} = \frac{1}{a r_{12}} - \frac{r_{11}}{r_{12}} C_{11} - C_{12} =$$

$$= \frac{1}{31 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^3} - \frac{100}{6 \cdot 10^3} \cdot 15 \cdot 10^{-12} - 1 \cdot 10^{-12} = 4 \text{ pF};$$

— pentru etajele acordate pe frecvențe f_{r2}

$$C_c = C_{c\,max} = \frac{1}{a r_{12}} - \frac{r_{11}}{r_{12}} C_{11} - C_{12} =$$

$$= \frac{1}{48{,}6 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^3} - \frac{100}{6 \cdot 10^3} 15 \cdot 10^{-12} - 1 \cdot 10^{-12} = 2 \text{ pF}.$$

11. Coeficienții de transformare:

— pentru etajele blocului de FI (cu excepția ultimului etaj).

$$p_{Tr\,2} = \sqrt{\frac{r_{11}}{r_{12}}} = \sqrt{\frac{100}{6 \cdot 10^3}} = 0{,}13;$$

Arhiva digitala SaDAng

— pentru etajul de ieșire al blocului de FI

$$p_{Tr\,d2} = \sqrt{\frac{\rho}{r_{12}}} = \sqrt{\frac{75}{6 \cdot 10^3}} = 0{,}11.$$

12. Capacitățile totale ale circuitelor:

— pentru etajele acordate pe frecvența f_{r1}

$$C_t = C_c + C_p + C_{12} + p^2_{Tr\,2}\, C_{11} = 4 + 1 + 1 + 0{,}13^2 \cdot 15 \approx 6 \text{ pF};$$

— pentru etajele acordate pe f_{r2}

$$C_t = C_c + C_p + C_{12} + p^2_{Tr\,2}\, C_{11} = 2 + 1 + 1 + 0{,}13^2 \cdot 15 \approx 4 \text{ pF}.$$

13. Inductanțele circuitelor:

— pentru etajele acordate pe f_{r1}

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{r1} C_t} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{51^2 \cdot 10^6 \cdot 6} = 1{,}68 \ \mu\text{H};$$

— pentru etajele acordate pe frecvența f_{r2}

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{r2} C_t} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{69^2 \cdot 4 \cdot 10^6} = 1{,}32 \ \mu\text{H}.$$

Schema de principiu a AFI calculat este prezentată în fig. 5.22.

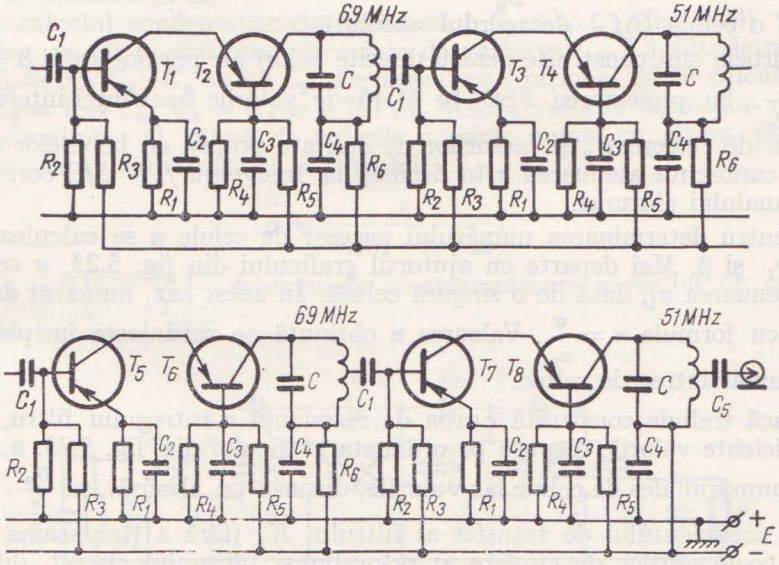


Fig. 5.22. Schema de principiu a AFI de bandă largă.

5.3. Amplificatoare de frecvență intermediară cu filtre cu mai multe celule cu selectivitate concentrată

Folosirea filtrelor *LC* multicelulare cu selectivitate concentrată (FSC) este indicată dacă factorii de calitate ai circuitelor utilizate în aceste filtre îndeplinesc condițiile:

$$Q_c \leqslant Q_{cr} = 2{,}82\frac{f_i}{B_n}.$$

Cu cît factorii de calitate ai circuitelor sînt mai mari, cu atît forma curbei de rezonanță este mai apropiată de forma dreptunghiulară și cu atît mai mică va fi atenuarea semnalului util de către filtru.

Pentru mărirea factorilor de calitate trebuie folosite miezuri de ferite. Capacitățile condensatoarelor din circuite trebuie alese cu valori apropiate de valoarea optimă pentru care factorul de calitate al circuitelor este maxim. În acest fel se poate obține $Q_c = 300 — 500$. Trebuie avut în vedere faptul că miezurile de ferită nu asigură întotdeauna o stabilitate mare a parametrilor inductanțelor într-un interval larg de temperatură.

Calculul FSC multicelulare se realizează cel mai simplu prin metode grafo-analitice folosind curbele generalizate de rezonanță (fig. 5.23). În axele de coordonate avem $y_1 = 2\frac{\Delta f}{B_n}$ — dezacordul relativ și σ_1 — atenuarea în dB dată de o celulă (Δf — dezacordul absolut).

Curbele sînt construite pentru diferite valori ale parametrului $\beta = 2\mu = 2\frac{f_i}{B_n Q_e}$. La proiectarea FSC, în afară de valorile frecvenței intermediare f_i, benzii de trecere B_n și factorilor de calitate proprii ai bobinelor Q_e, mai trebuie cunoscută atenuarea σ în decibeli la frecvența $f_i + \Delta f_a$, corespunzătoare canalului alăturat.

Pentru determinarea numărului necesar de celule n se calculează mărimile y_1 și β. Mai departe cu ajutorul graficului din fig. 5.23, *a* se determină atenuarea σ_1, dată de o singură celulă. În acest caz, numărul de celule se află cu formula $n = \frac{\sigma}{\sigma_1}$. Valoarea n obținută se rotunjește în plus pînă la un număr întreg de celule.

Dacă trebuie construită curba de rezonanță a întregului filtru, atunci sînt suficiente valorile dispuse pe ordonata graficului din fig. 5.23, *a*, înmulțite cu numărul ales de celule iar valorile, dispuse pe abscisă, cu $\frac{B_n}{2}$. Pentru calculul coeficientului de transfer al filtrului K_0 (fără a ține seama de influența coeficienților de cuplare ai primului și ultimului circuit din filtru cu circuitul de colector al amestecătorului și cu circuitul de intrare al primu-

Arhiva digitala SaDAng

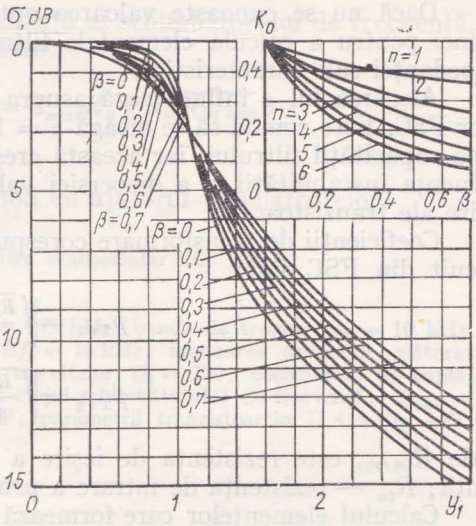


Fig. 5.23. Grafic pentru calculul parametrilor FSC multicelulare:

a — curbele de rezonanță generailzate; *b* — dependența coeficientului de transfer de numărul de celule.

lui etaj AFI) se folosește graficul prezentat în fig. 5.23, *b*. Din grafic se observă micșorarea valorii K_0 cînd cresc numărul de celule n și parametrul β. Valoarea K_0 poate fi calculată și cu ajutorul formulei aproximative:

$$K_0 \approx 8{,}6\, n y_1.$$

unde y_1 se măsoară în dB.

La calculul condensatoarelor circuitelor C_2, C_3, C_4 (fig. 5.24) valorile lor se aleg, pe cît posibil, mai apropiate de valoarea C_0. La filtrele multicelulare $C_3 \approx 0{,}5\ C_2$; $C_4 \approx 0{,}5\ C_2$. De aceea este rațional ca în calcule să se aleagă $C_2 = 1{,}41\ C_0$; $C_3 = C_4 = 0{,}707\ C_0$. Astfel valorile factorilor de calitate ai circuitelor Q_e diferă de valorile maxime numai cu cîteva procente.

Impedanța caracteristică a filtrului

$$\rho = \frac{f_1}{2\pi f_2 (f_2 - f_1)\, C_{3,4}},$$

unde $f_{1,2} = f_i \left(1 \mp \frac{B_n}{2}\right)$ — frecvențele corespunzătoare nivelului de calcul al benzii de trecere a FSC.

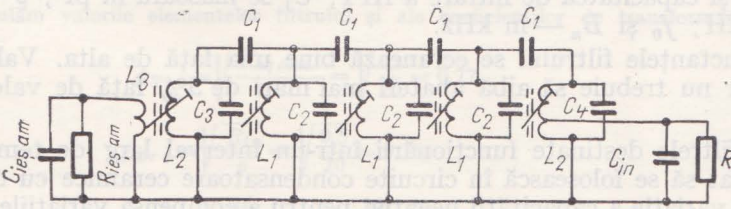


Fig. 5.24. FSC cu cinci celule.

Dacă nu se cunoaște valoarea optimă a capacității C_0 a circuitului, atunci pentru a calcula elementele filtrului trebuie să se impună valoarea impedanței sale caracteristice.

Alegerea lui ρ influențează asupra valorilor inductanțelor și capacităților FSC. Este comod să se aleagă $\rho = 10 - 50$ kΩ, ceea ce conduce la mărirea capacității filtrului, iar această creștere apare ca utilă deoarece reduce influența instabilității și a dispersiei valorilor capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

Coeficienții de transformare corespunzători primului circuit și ultimului circuit din FSC sînt:

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{R_{ieș\ conv}}{\rho}},$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{R_{in}}{\rho}}$$

unde $R_{ieș\ conv}$ este rezistența de ieșire a tranzistorului schimbător de frecvență; R_{in} — rezistența de intrare a primului etaj AFI.

Calculul elementelor care formează celulele filtrului se face cu formulele:

$$C_1 = \frac{10^6}{2\pi f_i \rho},$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi B_n \rho} - 2C_1,$$

$$C_3 = \frac{C_2}{2} - p_{Tr1}^2 C_{ieș\ conv},$$

$$C_4 = \frac{C_2}{2} - p_{Tr2}^2 C_{in},$$

$$L_1 = \frac{B_n \rho}{4\pi f_i^2} 10^6, \quad L_2 = 2L_1,$$

$$L_3 = L_2 \left(\frac{p_{Tr1}}{k_{cupl}}\right)^2,$$

unde $k_{cupl} = \frac{M}{\sqrt{L_2 L_3}}$; $C_{ieș\ conv}$, C_{in} — capacitatea de ieșire a schimbătorului de frecvență și capacitatea de intrare a AFI; C_1 se măsoară în pF; ρ —în kΩ; L_1 — în μH; f_0 și B_n — în kHz.

Inductanțele filtrului se ecranează bine una față de alta. Valorile capacităților nu trebuie să aibă abateri mai mari de 5% față de valorile calculate.

În filtrele destinate funcționării într-un interval larg de temperatură este indicat să se folosească în circuite condensatoare ceramice cu coeficient termic de variație a capacității negativ, pentru a compensa variațiile cu temperatura ale inductanțelor filtrului.

Arhiva digitala SaDAng

Coeficientul de amplificare la rezonanță al schimbătorului de frecvență, care are ca sarcină FSC multicelular, este:

$$A_{0\,conv} = S_{conv} K_0 \rho \frac{p_{Tr\,2}}{p_{Tr\,1}} = S_{conv} K_0 \sqrt{R_{in} R_{ieș\,conv}},$$

unde S_{conv} este panta de conversie.

Acordul FSC se face cel mai comod cu ajutorul vobulatoarelor.

Exemplu de calcul pentru un AFI cu filtru multicelular LC cu selectivitate concentrată

Date inițiale. Frecvența intermediară $f_i = 465$ kHz; banda de trecere $B_n = 10$ kHz, dezacordul corespunzător canalului alăturat $\Delta f_a = 10$ kHz; atenuarea canalului alăturat $\sigma = -35$ dB; factorul de calitate propriu al circuitelor $Q_c = 230$; coeficientul de cuplaj $k_{cupl} = 0{,}9$; parametrii tranzistorului II 414 din etajul schimbătorului de frecvență: $S_{conv} = 15$ mA/V; $R_{ieș\,conv} = 12$ kΩ; $C_{ieș\,conv} = 20$ pF; parametrii tranzistoarelor II 414 din AFI: $R_{in} = 0{,}5$ kΩ; $C_{in} = 100$ pF.

Calculul.

1. Se verifică utilitatea folosirii FSC:

$$Q_{cr} = 2{,}82 \frac{f_i}{B_n} = 2{,}82 \frac{465}{10} = 130 < Q_c = 230.$$

Deci este indicată folosirea FSC multicelular.

2. Determinăm mărimile auxiliare:

$$y_1 = 2 \frac{\Delta f_a}{B_n} = 2 \frac{10}{10} = 2$$

$$\beta = \frac{2 f_i}{Q B_n} = \frac{2 \cdot 465}{230 \cdot 10} = 0{,}4.$$

3. Din graficul prezentat în fig. 5.23, *a*, găsim atenuarea introdusă de o celulă:

$$\sigma_1 = -9{,}8 \text{ dB}.$$

4. Numărul necesar de celule în filtru:

$$n = \frac{\sigma}{\sigma_1} = \frac{-35}{-9{,}5} = 3{,}6; \text{ luăm } n = 4.$$

5. Considerăm impedanța caracteristică a filtrului $\rho = 20$ kΩ.

6. Calculăm valorile elementelor filtrului și ale coeficienților de transformare:

$$p_{Tr\,1} = \sqrt{\frac{R_{ieș\,conv}}{\rho}} = \sqrt{\frac{12}{20}} = 0{,}77,$$

$$p_{Tr\,2} = \sqrt{\frac{R_{in}}{\rho}} = \sqrt{\frac{0{,}5}{20}} = 0{,}16,$$

$$C_1 = \frac{10^6}{2\pi f_i \rho} = \frac{10^6}{6{,}28 \cdot 465 \cdot 20} = 17 \text{ pF},$$

$$C_3 = \frac{C_2}{2} - p_{Tr\,1}^2 C_{ieș\,conv} = \frac{1\,600}{2} - 0{,}77^2 \cdot 20 \approx 800 \text{ pF},$$

$$C_4 = \frac{C_2}{2} = - p_{Tr\,2}^2 C_{in} = \frac{1\,600}{2} - 0{,}16^2 \cdot 100 \approx 800 \text{ pF},$$

$$L_1 = \frac{B_n \rho 10^6}{4\pi f_i^2} = \frac{10 \cdot 20 \cdot 10^6}{4 \cdot 3{,}14 \cdot 465^2} = 73{,}5 \ \mu\text{H},$$

$$L_2 = 2L_1 = 2 \cdot 73{,}5 = 147 \ \mu\text{H},$$

$$L_3 = L_2 \left(\frac{p_{Tr\,1}}{k_{cupl}} \right)^2 = 147 \left(\frac{0{,}77}{0{,}9} \right)^2 = 109 \ \mu\text{H}.$$

7. Se determină din graficul 5.23, *b* coeficientul de transfer al filtrului:

$$K_0 = 0{,}22.$$

8. Coeficientul de amplificare al schimbătorului de frecvență cu FSC:

$$A_{0\,conv} = S_{conv} K_0 \sqrt{R_{in} R_{ieș\,conv}} = 15 \cdot 0{,}22 \sqrt{0{,}5 \cdot 12} = 8{,}1.$$

Schema de principiu a AFI cu FSC calculat este prezentată în fig. 5.25.

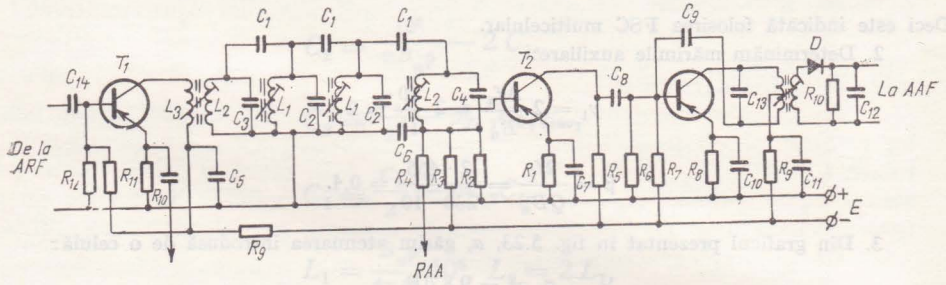


Fig. 5.25. Schema de principiu a AFI cu FSC cu patru celule.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 6

Calculul demodulatoarelor

6.1. Calculul demodulatoarelor de amplitudine

6.1.1. Generalități

Elementele de bază ale demodulatorului de amplitudine sînt: elementul neliniar (sau, în demodulatorul sincron, elementul liniar cu parametrii variabili) și sarcina de pe care se scoate tensiunea semnalului util. Schemele de demodulatoare pot fi realizate cu tranzistoare sau cu diode.

Indicii calitativi de bază ai demodulatorului sînt:

1) Coeficientul de transfer în tensiune al demodulatorului definit ca fiind raportul dintre amplitudinea tensiunii utile de la sarcina demodulatorului și amplitudinea înfășurătoarei semnalului de la intrare.

2) Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate, determinat, într-o primă aproximație, de raportul dintre valorile eficace ale armonicilor superioare ale tensiunii de la ieșire și tensiunea cu frecvența de modulație.

3) Distorsiunile de fază și de frecvență, care apar din cauza caracterului complex al impedanței de intrare a demodulatorului de semnale modulate în amplitudine și din cauza caracterului complex al sarcinii demodulatorului.

4) Impedanța de intrare pentru semnale nemodulate, dată de raportul dintre amplitudinea complexă a tensiunii aplicate la demodulator și prima armonică a curentului de înaltă frecvență. $R_{in\,d}$ permite evaluarea influenței detectorului asupra sistemului oscilant al etajului de ieșire din blocul AFI (ultimul etaj de FI).

În practică componenta reactivă a impedanței de intrare are caracter capacitiv, adică:

$$Z_{in\,d} = \frac{R_{in\,d}}{1 + j\omega C_{in\,d} R_{in\,d}}; \tag{6.1}$$

5) Impedanța de intrare pentru semnale modulate în amplitudine dată de raportul dintre amplitudinea complexă a înfășurătoarei tensiunii cu frecvența purtătoare ΔU_m și variația curentului cu frecvența purtătoare ΔI_m:

$$Z_{in\Omega} = \frac{\Delta U_m}{\Delta I_m}.$$

Acest indice caracterizează demodulatorul de semnale modulate în amplitudine, deoarece în acest caz prezintă interes calitatea reproducerii semnalului modulator în cazul unei sarcini cu caracter complex.

6) Coeficientul de filtrare, determinat de raportul dintre tensiunea de frecvență purtătoare de la intrare și aceeași tensiune de la ieșire care caracterizează pulsațiile de înaltă frecvență ale tensiunii de ieșire.

În procesul de proiectare a demodulatorului se tinde să se obțină valori maxime ale coeficienților de transfer și de filtrare pentru impedanță de intrare maximă a schemei și distorsiuni admisibile de neliniaritate, de fază și de frecvență.

Particularitatea funcționării etajului demodulator în scheme cu dispozitive semiconductoare constă în faptul că etajele amplificatoare de joasă frecvență care urmează după demodulator au rezistențe de intrare relativ mici. Aceasta are o influență mare asupra valorii impedanței de intrare a demodulatorului și asupra gradului de distorsiuni de neliniaritate generate de diferența dintre rezistența de sarcină în curent continuu și rezistența de sarcină în curent alternativ și deci, asupra măririi unghiului de înclinare a dreptei de sarcină $\varphi = \text{arctg}\,\frac{1}{R\Omega}$ față de abscisă în punctul de funcționare, pe familia de caracteristici de demodulare $I_{=} = \varphi(U_{=}, U_m)$.

6.1.2. Demodulatoare cu diode

În receptoare au căpătat o largă răspîndire demodulatoarele cu diode care lucrează bine la semnale mari, nu sînt supuse supraîncărcării și nu introduc distorsiuni mari de neliniaritate. Marea majoritate a schemelor sînt realizate sub formă de demodulator cu diodă serie (fig. 6.1) al cărui avantaj față de demodulatorul cu diodă în paralel, constă în aceea că are o rezistență mai mare de intrare și o filtrare mai bună a frecvențelor purtătoare.

Ca elemente neliniare, în momentul de față, se folosesc diode punctiforme cu germaniu și cu siliciu de tipurile Д1, Д10, Д101 ș.a. Diodele semiconductoare au caracteristic faptul că rezistența inversă are valoare finită. Aceasta conduce la apariția unor curenți în timpul semiperioadei de blocare a tensiunii aplicată la detector și are o influență mare asupra parametrilor

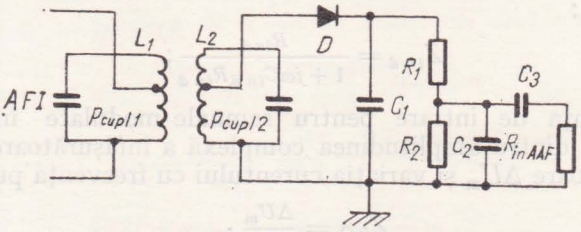


Fig. 6.1. Schema demodulatorului cu diodă serie.

Arhiva digitala SaDAng

schemei și în primul rînd asupra valorii rezistenței de intrare. În plus valoarea limitată a tensiunii inverse de străpungere a diodei semiconductoare limitează valoarea maximă a tensiunii de înaltă frecvență, care poate fi aplicată la demodulator.

Rezistența de intrare a demodulatorului cu diodă depinde de valorile semnalului aplicat și de temperatura mediului înconjurător din cauza variației rezistenței inverse a diodei. R_{inv} atinge valoarea maximă cînd se aplică la intrare o tensiune purtătoare în limitele (1—1,5)V.

Se poate arăta că rezistența de intrare a demodulatorului serie cu diodă semiconductoare poate fi determinată cu relația

$$R_{in\,d} \approx \frac{R_s R_{inv}}{3R_s + 2R_{inv}}, \tag{6.2}$$

unde R_s este rezistența totală de sarcină în curent continuu.

În general, capacitatea de intrare a demodulatorului $C_{in\,d}$ depinde de amplitudinea semnalului și de obicei nu este mare; acțiunea sa asupra circuitului AFI poate fi compensată în procesul de acord prin variația capacității proprii a sistemelor oscilante.

Rezistența de intrare a etajului amplificator de joasă frecvență de după detector are o mare influență asupra rezistenței de intrare a etajului demodulator. $R_{in\,AAF}$ nu poate fi făcută suficient de mare chiar folosind repetor pe emitor și impune condiții determinate asupra alegerii valorilor rezistențelor R_1 și R_2 ale sarcinii demodulatorului. Mărirea acestor rezistențe și în special a lui R_2 poate conduce la apariția unor distorsiuni de neliniaritate inadmisibile ale semnalului demodulat din cauza diferenței dintre valorile rezistențelor în curent continuu și în curent alternativ.

Folosirea sarcinilor separate R_1, R_2 permite mărirea rezistenței de intrare a demodulatorului și reducerea influenței sale asupra circuitului de la ultimul etaj AFI. Însă, în aceast caz, se micșorează coeficientul de transfer. Cuplarea parțială a demodulatorului la circuitul AFI are același efect, dar reducerea tensiunii de intrare a etajului demodulator atrage după sine apariția distorsiunilor de neliniaritate, caracteristice pentru funcționarea în regim de semnale mici.

Procedeul de micșorare a influenței detectorului asupra parametrilor etajului de ieșire al AFI trebuie ales pentru fiecare caz concret în parte.

Calculul global al schemei etajului demodulator se execută pe baza expresiilor parametrilor interni, a coeficientului de transfer în tensiune, a distorsiunilor de neliniaritate și a rezistenței de intrare.

În funcție de condițiile de funcționare a schemei, calculul se face prin metode grafice folosind caracteristicile de demodulare sau prin metode analitice prin aproximarea caracteristicii curent-tensiune a diodei printr-o exponențială de tipul:

$$i = i_2(e^{au} - 1) \tag{6.3}$$

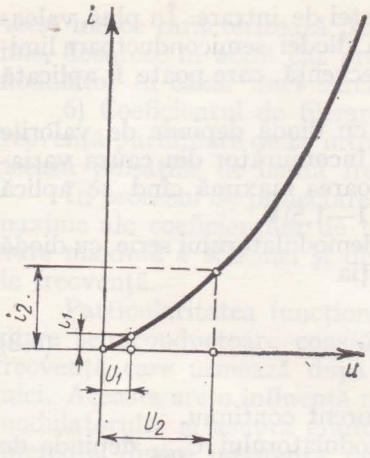


Fig. 6.2. Caracteristica curent-tensiune a diodei.

unde i_2 și a sînt parametrii legați intre ei prin relația:

$$a = \frac{2{,}32 \lg \frac{i_2}{i_1}}{U_2 - U_1} \tag{6.4}$$

În fig. 6.2 este prezentat modul de determinare a mărimilor i_1, i_2; U_1 și U_2 cu ajutorul caracteristicii tensiune-curent a diodei.

Metoda analitică se folosește pentru $U_{in\,d} < 0{,}2$ V, deoarece dă cea mai mare precizie a calculelor.

În receptoarele de radiodifuziune, caracteristica de fază a demodulatorului nu influențează calitatea reproducerii vorbirii și a muzicii. De aceea, la calculul parametrilor sarcinii demodulatorului trebuie folosite dependențele prezentate pentru semnale nemodulate.

Alegerea sarcinii este condiționată de asigurarea nivelului admisibil al distorsiunilor de neliniaritate și de frecvență la frecvența maximă de modulație.

Exemplu. *Date inițiale*

1. Frecvența intermediară (purtătoare) $f_i = 465$ kHz.
2. Frecvențele minimă și maximă de modulație $f_{min} = 0{,}3$ kHz, $f_{max} = 3$ kHz.
3. Indicele de modulație maxim $m = 0{,}8$ (dacă această mărime este dată atunci se ia $m = 0{,}7 - 0{,}9$.
4. Rezistența și capacitatea de intrare a AAF:

$$R_{in\,AAF} = 10^4 \Omega;\ C_{in\,AAF} = 1\,000 \text{ pF}.$$

5. Distorsiunile admisibile de frecvență la frecvența cea mai joasă și cea mai înaltă de modulație $M_j = 1{,}2$ și $M_i = 1{,}2$.

Trebuie determinate:

— coeficientul de transfer în tensiune al demodulatorului;
— rezistența de intrare a demodulatorului;
— parametrii sarcinii demodulatorului.

Arhiva digitala SaDAng

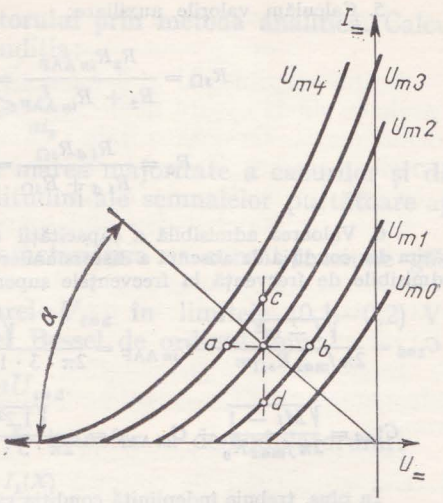


Fig. 6.3. Caracteristica de demodulare.

Calculul. Se folosesc caracteristicile de demodulare (conform schemei din fig. 6.1 pentru $R_1 = 0$ și $C_2 = 0$).

1. Alegem tipul de diodă astfel încît frecvența limită să fie cu mult mai mare decît frecvența semnalului demodulat iar rezistența inversă să fie cît mai mare. Aceste condiții sînt satisfăcute de dioda Д9Е.

2. Amplitudinea minimă a tensiunii purtătoare care se aplică se alege între limitele $U_{in\,d} = (0{,}2 - 0{,}5)$V. Luăm $U_{in\,d} = 0{,}5$ V.

Amplitudinea maximă este limitată de cerințele impuse sistemului RAA.

3. Rezistența R_2 se calculează din condiția de asigurare a unor distorsiuni nule de neliniaritate cauzate de diferența dintre rezistențele de sarcină în curent continuu și în curent alternativ:

$$R_2 = R_{in\,\text{AAF}} \frac{1-m}{m} = 10^4 \frac{1-0{,}8}{0{,}8} = 2\,500\ \Omega.$$

4. Pe caracteristica de demodulare, cunoscînd valorile $U_{in\,d}$ și R_2, găsim punctul de funcționare (fig. 6.3):

$$U_{in\,d} = U_{m2};\quad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{1}{R_2} = \operatorname{arctg}\ 4 \cdot 10^{-4} \approx 4 \cdot 10^{-4}.$$

Ducînd prin acest punct de funcționare drepte paralele cu axele de coordonate, determinăm punctele de intersecție ale acestor drepte cu caracteristicile de demodulare vecine și calculăm parametrii interni ai demodulatorului:

$$S_d = \frac{cd}{U_{m3} - U_{m1}};\quad \mu_d = \frac{ab}{U_{m3} - U_{m1}};\quad R_{id} = \frac{\mu_d}{S_d}.$$

Din caracteristici avem $\mu_d \approx 1$, $R_{i\,d} \approx 100\ \Omega$; $S_d \approx 10^{-2}$ mA/V

5. Calculăm valorile auxiliare:

$$R_{s\Omega} = \frac{R_2 R_{in\,AAF}}{R_2 + R_{in\,AAF}} = \frac{2{,}5 \cdot 10^3 \cdot 10^4}{2{,}5 \cdot 10^3 + 10^4} = 2 \cdot 10^3\ \Omega$$

$$R_0 = \frac{R_{id} R_{s\Omega}}{R_{id} + R_{s\Omega}} = \frac{100 \cdot 2 \cdot 10^3}{100 + 2 \cdot 10^3} = 95\ \Omega.$$

6. Valoarea admisibilă a capacității C_1, care șuntează sarcina demodulatorului R_2 o găsim din condiția de absență a distorsiunilor de neliniaritate și de asigurare a unor distorsiuni admisibile de frecvență la frecvențele superioare de modulație:

$$C_{1ad} = \frac{\sqrt{1 - m^2}}{2\pi f_{max} R_{s\Omega} m} - C_{in\,AAF} = \frac{\sqrt{1 - 0{,}8^2}}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 0{,}8} - 10^{-9} = 19 \cdot 10^{-9} = 19 \cdot 10^3\ \text{pF}.$$

$$C'_{1ad} = \frac{\sqrt{M_f^2 - 1}}{2\pi f_{max} R_0} - C_{in\,AAF} = \frac{\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 95} - 10^{-9} \approx 3{,}7 \cdot 10^{-7} = 370 \cdot 10^3\ \text{pF}.$$

În plus, trebuie îndeplinită condiția care asigură o cădere de tensiune mică de frecvență purtătoare pe sarcina demodulatorului:

$$C''_{1ad} + C_{in\,AAF} \geqslant 10\, C_d;\quad 370 \cdot 10^3\ \text{pF} \geqslant 10\ \text{pF}$$

unde C_d este capacitatea diodei;

C_1 se alege astfel încît valoarea sa să nu depășească valoarea minimă calculată. În cazul nostru $C_1 = 2\,000$ pF.

7. Valoarea coeficientului de transfer în tensiune al demodulatorului:

$$K_d = \mu_d \frac{R_{s\Omega}}{R_{id} + R_{s\Omega}} = 1 - \frac{2\,000}{100 + 2\,000} = 0{,}95.$$

8. Determinăm valoarea rezistenței de intrare a demodulatorului:

$$R_{ind} = \frac{R_{s\Omega} R_{inv}}{3R_{s\Omega} + 2R_{inv}} = \frac{2\,000 \cdot 10^5}{3 \cdot 2\,000 + 2 \cdot 10^5} = 970\ \Omega.$$

9. Tensiunea de joasă frecvență la ieșirea demodulatorului este:

$$U_{ieșd} = K_d m U_{ind} = 0{,}95 \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}5 = 0{,}38\ \text{V}.$$

10. Capacitatea condensatorului de cuplaj C_3 se deduce din condiția de obținerea distorsiunilor admisibile de frecvență în domeniul frecvențelor audio joase:

$$C_3 \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} \sqrt{M_f^2 - 1}\,(R_2 + R_{in\,AAF})} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^2 \sqrt{1{,}2^2 - 1}\,(2{,}5 \cdot 10^3 + 10^4)} = 6{,}5 \cdot 10^{-8}\ \text{F}.$$

Luăm $C_3 = 0{,}1\ \mu\text{F}$.

Arhiva digitala SaDAng

Exemplu de calcul al demodulatorului prin metoda analitică. Calculul se poate face dacă este îndeplinită condiția:

$$R_{s\Omega} \geqslant \frac{3}{ai_2},$$

Această inegalitate este satisfăcută în marea majoritate a cazurilor și dă o precizie suficient de mare pentru amplitudini ale semnalelor purtătoare aplicate la intrare $U_m < 0{,}2$ V.

1. Alegem tipul diodei și din caracteristica sa curent-tensiune găsim valorile a și i_2.

2. Se dă amplitudinea purtătoarei U_{int} în limitele (0,1—0,2) V și determinăm argumentul X al funcției Bessel de ordinul unu:

$$X = aU_{int}.$$

3. Calculăm coeficientul intern de transfer al demodulatorului:

$$\mu_d = \frac{I_1(X)}{I_0(X)},$$

unde $I_1(X)$ și $I_0(X)$ sînt funcții Bessel de argument X imaginar de ordinele unu și respectiv zero.

4. Ca și în cazul precedent, calculăm valorile mărimilor R_2, C_1 și $R_{s\Omega}$.

5. Rezistența de intrare a demodulatorului o calculăm cu relația:

$$R_{int} = \frac{X}{2} \cdot \frac{R_{s\Omega} + \dfrac{1}{ai_2}}{\ln I_0(X) + ai_2 R_{s\Omega} + 1}.$$

6. Coeficientul de transfer în tensiune al demodulatorului pînă la intrarea AAF:

$$K_d = \frac{\ln I_0(X)\ ai_2 R_{s\Omega}}{X(1 + ai_2 R_{s\Omega})}.$$

7. Determinăm coeficientul distorsiunilor de neliniaritate

$$d = \frac{m}{4}\left[X\left(\frac{1}{\mu_d} - \mu_d\right) - 1\right] \text{ pentru } m \leqslant 0{,}5$$

și

$$d = \frac{m\left(1 + \dfrac{m^2}{2}\right)}{8(X + 0{,}6)} \text{ pentru } m \leqslant 0{,}8 \text{ și } X \geqslant \frac{3}{1 - m}.$$

8. Ca și în calculul precedent, găsim valorile tensiunii de intrare în demodulator și capacității condensatorului de separare.

6.1.3. Demodulatoare cu tranzistoare

Avantajul principal al demodulatoarelor cu tranzistoare față de demodulatoarele cu diodă constă în posibilitatea obținerii unei amplificări simultan cu demodulația. Ca dezavantaje trebuie subliniat valoarea relativ mică a rezistenței de intrare. Tranzistoarele pot fi folosite în schemele de demodulare cu diferite moduri de cuplare.

Schemele etajelor demodulatoare nu diferă mult de schemele amplificatoarelor de audiofrecvență și pot fi realizate în variantele în cuplaj RC și cu transformator. Deosebirea de bază constă în alegerea regimului de funcționare a tranzistorului, care pentru obținerea unei demodulări eficace trebuie să fie cît mai neliniar.

În fig. 6.4 este prezentată o schemă tipică de demodulator cu tranzistor, în conexiune EC (varianta cu cuplaj *RC*) iar în fig. 6.5 —varianta cu transformator.

Demodularea se realizează cu aceste scheme pe seama dependenței neliniare a curentului de colector de tensiunea de bază, adică:

$$i_c = \varphi(u_{be}) \tag{6.5}$$

Neliniaritatea caracteristicii de intrare a tranzistorului

$$i_b = \varphi_1(u_{be})$$

permite o demodulare suplimentară a semnalului în circuitul bazei, analog cu demodularea pe grilă la demodulatoarele cu tuburi electronice. Ca urmare, la o rezistență introdusă în circuitul bazei, se creează o tensiune demodulată care acționează cu o polarizare suplimentară a bazei. Dacă se ține seama de sensurile curenților de bază se poate vedea, că această polarizare are semnul contrar polarizării de bază (adică pozitiv) și variind după legea de modulație, provoacă micșorarea efectului principal de demodulare. Pentru evitarea unui astfel de fenomen, este de dorit ca rezistența din circuitul de bază al tranzistorului ui să fie aleasă mică. Din acest motiv, rezistența R_1 din schema din ig. 6.4 se șuntează printr-un condensator C_1 care se alege suficient de mare,

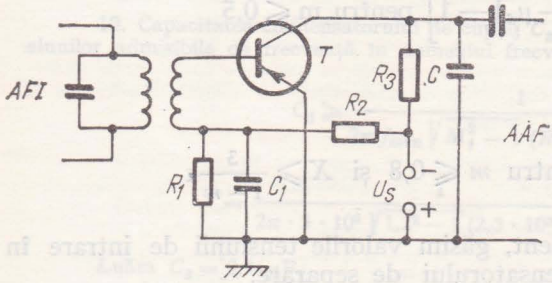


Fig. 6.4. Schemă de demodulator cu tranzistor (varianta cu cuplaj rezistență-capacitate).

Arhiva digitala SaDAng

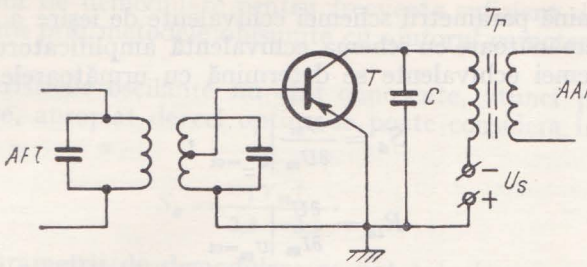


Fig. 6.5. Schemă de demodulator cu tranzistor (varianta cu transformator).

pentru ca reactanța sa la frecvența de modulație să fie foarte mică. Practic, pentru aceasta este suficientă să se îndeplinească următoarea condiție:

$$C_1 \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} R_1}. \tag{6.6}$$

Micșorarea proprietăților de amplificare ale demodulatoarelor produse de fenomenul descris mai înainte, este însoțită simultan de îmbunătățirea liniarității caracteristicii demodulatorului. De aceea, într-o serie de scheme practice, rezistența R_1 se alege intenționat suficient de mare, iar condensatorul C_1 suficient de mic. În acest caz, destinația lui C_1 se reduce la înlăturarea căderii de tensiune de frecvența purtătoare pe rezistența R_1.

Studiile experimentale ale demodulatoarelor cu tranzistoare au arătat că pentru regimul optim de demodulare (din punct de vedere al amplificării și al distorsiunilor introduse) este de dorit ca la bază să se aplice o mică polarizare negativă. Totuși valoarea acesteia nu este critică. Adeseori se obțin rezultatele pentru o polarizare nulă pe bază, ca în schema din fig. 6.5. În acest caz polarizarea nulă pe bază se asigură prin legarea bazei la punctul de masă al schemei prin inductanța circuitului care are o rezistență mică. Simplificarea circuitului de alimentare pentru această variantă simplifică adesea folosirea unui astfel de regim.

Sarcina tranzistorului în schema de demodulare este, de obicei, șuntată de un condensator care asigură filtrarea frecvenței purtătoare. O valoare excesiv de mare a capacității condensatorului C poate provoca o înrăutățire substanțială a caracteristicii de frecvență a demodulatorului în domeniul frecvențelor înalte de modulație. De aceea, este de dorit ca în calculul demodulatorului, această capacitate să fie aleasă astfel încît reactanța sa pentru f_{max} să fie mult mai mare ca rezistența totală a sarcinii tranzistorului. În practică valoarea capacității acestui condensator se alege de ordinul a cîtorva mii de picofarazi.

Etajul demodulator cu tranzistoare poate fi proiectat practic în felul următor.

Se determină parametrii schemei echivalente de ieşire a demodulatorului care este asemănătoare cu schema echivalentă amplificatorului cu tuburi. Parametrii schemei echivalente se determină cu următoarele relaţii:

$$S_d = \frac{\partial I_m}{\partial U_m}\Big|_{U_= = ct},$$

$$R_{id} = \frac{\partial U}{\partial I_m}\Big|_{U_m = ct}$$

$$\mu_d = S_d R_{id}.$$

Caracteristicile oscilante ale demodulatorului se folosesc pentru determinarea impedanţei sale de intrare:

$$Z_{in\Omega} = \frac{U_{ind}}{I_{ind}}.$$

Avînd în vedere însă greutăţile ce apar la măsurarea I_{ind}, în practică, se folosesc rar caracteristicile $I_{ind} = \varphi_1(U_{ind}; U_=)$, iar impedanţa de intrare se determină cu ajutorul altor procedee.

Astfel, cel mai mare interes, din punct de vedere al calculelor practice, îl prezintă dependenţa:

$$I_= = \varphi_2(U_{ind}; U_=),$$

unde U_{ind} este amplitudinea tensiunii alternative la bornele de intrare ale tranzistorului; $U_=$ — tensiunea la bornele de ieşiere ale tranzistorului; $I_=$ — valoarea medie a curentului electrodului de ieşire într-o perioadă a semnalului purtător.

Caracteristicile oscilante de ieşire ale tranzistoarelor planare în schemele cu emitor comun şi cu bază comună amintesc prin forma lor caracteristicile statice ale pentodelor. Analizîndu-le se vede uşor că, practic, demodularea liniară se poate realiza pentru o amplitudine a semnalului de intrare de ordinul (0,1—0,2)V şi mai mare.

Calculul cu ajutorul acestor caracteristici a valorilor parametrilor de demodulare este valabil numai pentru frecvenţe ale semnalului de intrare suficient de joase. Odată cu mărirea frecvenţei panta demodulatorului se micşorează, iar rezistenţa internă rămîne practic neschimbată (mare). Ca parametru principal de calcul al demodulatorului poate fi considerat panta demodulatorului S_d. S-a stabilit că dependenţa ei de frecvenţa semnalului are practic acelaşi caracter ca şi pentru $|Y_{21}|$. Acest lucru este firesc deoarece în esenţă S_d reprezintă valoarea medie a lui $|Y_{21}|$ într-o perioadă a semnalului purtător. Ea poate fi exprimată analitic prin următoarea formulă aproximativă

$$S_d = \frac{S_{d0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}} \qquad (6.7)$$

Arhiva digitala SaDAng

unde S_{d0} este panta de demodulare pentru frecvența suficient de joase; ea poate fi determinată prin metodele obișnuite cu ajutorul caracteristicilor oscilante.

Dacă caracteristicile oscilante nu sînt cunoscute, atunci pentru regimul de demodulare, apropiat de cel optim, se poate considera într-o primă aproximare, că

$$S_d = \frac{|Y_{21}|}{2{,}5 - 3{,}3}. \tag{6.8}$$

Cunoscînd parametrii de demodulare se pot calcula ușor amplificarea și caracteristicile de frecvență ale etajului detector.

Schemele echivalente de calcul ale etajelor demodulatorului pentru frecvențele de modulație pot fi obținute la fel ca schemele echivalente ale etajelor amplificatoare, dacă se substituie tranzistoarele prin generatoare echivalente (fig. 6.6 și 6.7).

Se observă ușor că schema din fig. 6.6 coincide în întregime cu schema echivalentă a amplificatorului de joasă frecvență cu cuplaj *RC*. Calculul caracteristicilor sale se poate face folosind formulele pentru AAF, dacă se înlocuiesc r_{22}, C_{22}, $Y_{21} \approx \frac{1}{r_{21}}$ prin (respectiv), R_{id}, C, S_d. Pentru calculele practice se poate presupune $R_{id} = \infty$, avînd în vedere valoarea sa mare.

Schema din fig. 6.7 diferă de schema echivalentă a amplificatorului cu transformator prin prezența capacității C care poate să fie destul de mare. De aceea este necesar să se țină seama de influența ei asupra caracteristicii de frecvență a etajului demodulator. Expresia generală a coeficientului distorsiunilor de frecvență care se obține în acest caz este complicată. De aceea într-o primă aproximare, în domeniul frecvențelor audio, influența sa poate fi neglijată iar calculul caracteristicilor de frecvență se face cu formulele deduse pentru amplificatorul cu transformator, substituind în ele pe r_{22} și $1/r_{21}$ prin R_{id} și respectiv S_d.

Rezistența totală de intrare a tranzistorului în regim de demodulare are o valoare mult mai mare, decît în regim de amplificare. Experimental s-a arătat că dependența impedanței de intrare a triodei de frecvență în regim de demodulare are aproximativ același caracter ca și Y_{11}. Aceasta poate fi explicată prin faptul că datorită rezistenței capacității C tranzistorul lucrează în regim de scurtcircuit la ieșire (la frecvența intermediară sau pur-

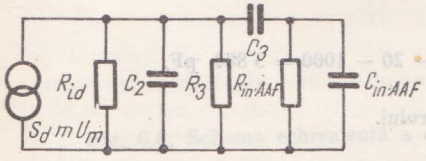


Fig. 6.6. Schema echivalentă completă a demodulatorului cu tranzistor (varianta cu cuplaj prin rezistență-capacitate).

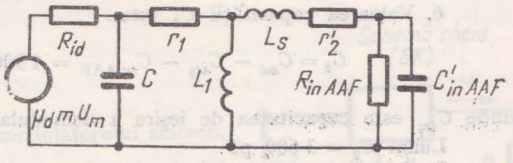


Fig. 6.7. Schema echivalentă completă a demodulatorului cu tranzistor (varianta cu transformator).

tătoare). În acest caz admitanța de intrare a tranzistorului în regim neliniar se determină ca valoare medie a admitanței Y_{11} într-o perioadă a frecvenței intermediară.

În acest fel, folosind raționamentele și formulele prezentate mai înainte, poate fi efectuat calculul schemei demodulatoarelor cu tranzistoare. Schemele practice de demodulatoare pot fi foarte variate, însă cel mai des se utilizează varianta în cuplaj *RC* cu tranzistorul în schemă cu emitorul comun.

Exemplu. Calculul se face pentru schema prezentată în fig. 6.4.

Date inițiale.

1. Frecvența intermediară (purtătoare) $f_i = 465$ kHz.
2. Indicele de modulație $m = 0{,}8$.
3. Coeficienții distorsiunilor de frecvență $M_j = 1{,}2$ și $M_i = 1{,}2$.
4. Frecvențele limită de modulație $f_{min} = 300$ Hz și $f_{max} = 5\,000$ Hz.
5. Rezistența și capacitatea de intrare ale AAF $R_{in\,AAF} = 10^4\ \Omega$ și $C_{in\,AAF} = 1\,000$ pF.
6. Amplitudinea tensiunii aplicată la intrarea AAF $U_{in\,AAF} = 0{,}05$ V.

Trebuie calculați:

— parametrii sarcinii demodulatorului R_3 și C_2;
— coeficientul de transfer în tensiune al demodulatorului K_d;
— mărimea tensiunii care trebuie aplicată la intrare.

1. Tipul de tranzistor îl alegem cunoscînd frecvența intermediară și cu ajutorul condiției $f_i < \frac{f_s}{2}$. Ne satisface pe deplin tranzistorul П 401 ($f_s = 30$ MHz).

2. Cu ajutorul caracteristicilor oscilante determinăm valorile $R_{id} = 8$ kΩ și $S_d = 125$ mA/V.

3. Din condiția $R_3 \geqslant (5 - 10)\, R_{in\,AAF}$ alegem valoarea rezistenței $R_3 = 100$ kΩ.

Determinăm rezistența echivalentă de sarcină în curent alternativ:

$$R_{s\Omega} = \frac{R_{id}}{1 + \frac{R_{id}}{R_3} + \frac{R_{id}}{R_{in\,AAF}}} = \frac{8 \cdot 10^3}{1 + \frac{8 \cdot 10^3}{10^5} + \frac{8 \cdot 10^3}{10^4}} = 4{,}25\ \text{kΩ}.$$

5. Valoarea admisibilă a capacității din circuitul de colector o găsim din condiția de asigurare a distorsiunilor admisibile de frecvență la frecvențele înalte:

$$C_{ad} \leqslant \frac{\sqrt{M_i^2 - 1}}{2\pi f_{max} R_{s\Omega}} = \frac{\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 25 \cdot 10^3} = 4 \cdot 9 \cdot 10^{-9}\ \text{F}.$$

6. Valoarea capacității C_2 este:

$$C_2 = C_{ad} - C_{ieș} - C_{in\,AAF} = 4\,900 - 20 - 1000 = 3\,880\ \text{pF},$$

unde $C_{ieș}$ este capacitatea de ieșire a demodulatorului.

Luăm $C_2 = 3\,600$ pF.

7. Calculăm coeficientul de transfer al demodulatorului:

$$K_d = S_d R_{s\Omega} = 0{,}125 \cdot 4{,}25 \cdot 10^3 = 530.$$

Arhiva digitala SaDAng

8. Amplitudinea tensiunii aplicate la demodulator se determină cu formula:

$$U_{ind} = \frac{U_{in\,AAF}}{K_d m} = \frac{0{,}05}{530 \cdot 0{,}8} = 0{,}0012 \text{ V}.$$

9. Capacitatea condensatorului de separare o găsim cu formula:

$$C_3 \geqslant \frac{1}{2\pi f_{min} \sqrt{M_j^2 - 1}\,(R_3 + R_{in\,AAF})} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \sqrt{1{,}2^2 - 1}\,(10^5 + 10^4)} = 0{,}13 \cdot 10^{-6} \text{ F}.$$

Luăm $C_3 = 0{,}15$ μF.
Valoarea capacității C_1 se determină cu formula:

$$C_1 \geqslant \frac{5}{2\pi f_{min} R_1}.$$

Cu aceasta calculul demodulatorului s-a terminat.
În mod analog, bazîndu-ne pe calculul AAF se poate efectua calculul schemelor cu tranzistoare, conectate în schemă cu colector comun sau cu bază comună.

6.1.4. Demodulatoare sincrone

La demodulatorul sincron, în locul elementului neliniar se folosește o schemă cu comutator care se deschide sincron cu semnalul aplicat.

Să analizăm funcționarea demodulatorului sincron cu ajutorul schemei echivalente prezentată în fig. 6.8.

Considerăm că la intrare se aplică tensiunea alternativă $u = U_m \cos \omega_i t$ iar schema de comutație (SK) este comutată de către o altă sursă (sincron cu semnalul), prin tensiunea $u_k = U_{km} \cos(\omega_i t + \varphi_i)$.

Presupunem că comutatorul este ideal și rezistențele sale în stare închisă și în stare deschisă sînt 0 și respectiv ∞. În acest caz, curentul în circuitul de sarcină are forma reprezentată în fig. 6.9 pentru un defazaj între semnalele de intrare și de comutare $\varphi_i = 0$, iar în fig. 6.10 pentru un defazaj $\varphi_i = \pi/2$. Astfel, se poate arăta că o astfel de demodulare diferă mult de demodularea obișnuită. În demodulatoarele obișnuite, admitanța elementului redresor depinde de tensiunea de pe sarcină, iar schema constituie un circuit neliniar.

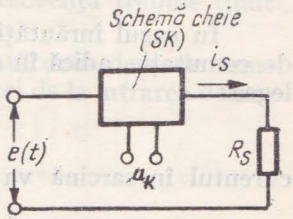


Fig. 6.8. Schema echivalentă a demodulatorului sincron.

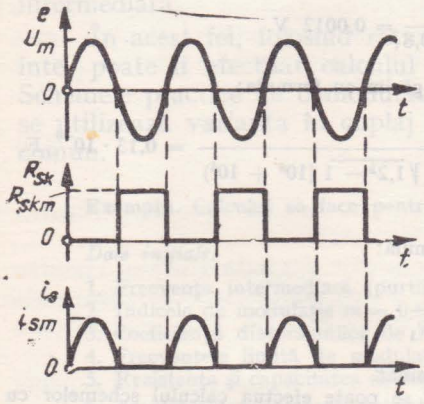


Fig. 6.9. Variația curentului în sarcina demodulatorului sincron pentru semnale sinfazice ($\varphi_0 = 0$).

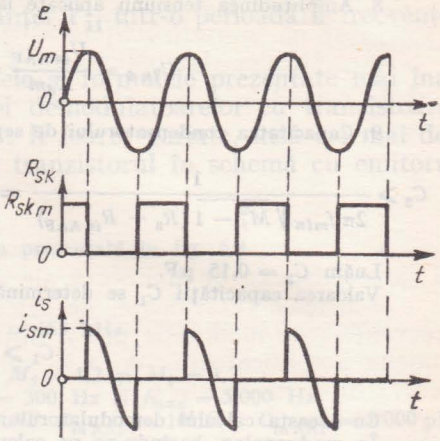


Fig. 6.10. Variația curentului în sarcina demodulatorului sincron pentru $\varphi_0 = \pi/2$.

În demodulatorul sincron admitanța schemei de comutare este o funcție de timp și circuitul poate fi descris printr-o ecuație liniară cu coeficienți variabili.

Să analizăm demodularea semnalelor modulate în amplitudine. Tensiunea semnalului:

$$u = U_m(1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_i t,$$

se aplică la circuitul care conține o schemă de comutare reală a cărei admitanță variază după o lege sinusoidală:

$$Y_{sk} = Y_i(1 + n \sin \omega_i t) = \frac{1}{R_{sk}}, \tag{6.9}$$

unde $n < 1$, adică este sincron și sinfazic cu tensiunea de frecvență purtătoare a semnalului.

În acest fel în sarcină vor apare componentele continuă și de înaltă frecvență ω_i, $2\omega_i$, și Ω care se determină ușor, iar ca rezultat după filtru avem în sarcină:

$$i_s = 0{,}5\ nm\ U_m Y_i \sin \Omega t. \tag{6.10}$$

În cazul înrăutățirii caracterului sinfazic al tensiunilor de semnal și de comutație, adică în cazul variației admitanței schemei de comutare după legea:

$$Y_{sk} = Y_i[1 + n \sin(\omega_i t + \varphi_i)], \tag{6.11}$$

curentul în sarcină va fi:

$$i_s = 0{,}5\ nm\ U_m Y_i \sin \Omega t \cos \varphi_i \tag{6.12}$$

Arhiva digitala SaDAng

După cum se vede din (6.11) și (6.12), regimul optim de demodulare se realizează cînd φ_i este egal cu 0 sau cu π.

La demodularea semnalelor monocromatice și la înrăutățirea condițiilor de sincronism se manifestă proprietățile selective ale demodulatorului sincron. Totuși, acest regim de funcționare a schemei (asincron) nu se folosește pentru demodularea semnalelor modulate în amplitudine.

În încheiere trebuie subliniat faptul că demodulatoarele sincrone nu și-au găsit utilizare în receptoarele obișnuite de radiodifuziune pentru semnale modulate în amplitudine, dar pot fi folosite într-o serie de instalații cu destinație specială.

6.2. Calculul demodulatoarelor de semnale modulate în frecvență și în fază

6.2.1. Generalități

În prezent există o mare varietate de scheme de demodulatoare de semnale MF. Totuși în receptoarele cu tranzistoare cea mai largă utilizare au căpătat-o două variante de scheme: discriminatorul de frecvență cu două circuite cuplate și detectorul de raport.

Discriminatorul este foarte sensibil la variațiile amplitudinii semnalelor de la intrare și de aceea ea se folosește numai împreună cu un limitator special de amplitudini.

Detectorul de raport poate fi folosit și cînd există o modulație parazită de amplitudine a semnalului. Aceasta conduce la reducerea numărului de etaje din schema (lipsește limitatorul) dar înrăutățește eliminarea modulației parazite. În afară de aceasta, eficacitatea eliminării modulației parazite de amplitudine depinde de frecvența de modulație și pentru variații lente ale amplitudinilor ea este extrem de slabă.

Printre alte avantaje ale detectorului de raport pot fi de asemenea enumerate: o sensibilitate oarecum mai ridicată, coeficient de transfer mai mare precum și o sensibilitate mai mică la zgomotele în impulsuri.

La calculul și construcția demodulatoarelor de frecvență trebuie ținut seama de următoarele cerințe:

1. O liniaritate cît mai mare a funcției care arată cum depinde semnalul de ieșire de joasă frecvență de variațiile frecvenței de la intrarea demodulatorului de frecvență.

2. Un coeficient de transfer cît mai mare

$$K_{dF} = \left| \left(\frac{\mathrm{d}U_{ieș}}{\mathrm{d}f} \right)_{f=f_i} \right| .$$

3. O dependență minimă a tensiunii de ieșire de variațiile amplitudinilor semnalului de înaltă frecvență de la intrarea detectorului.

În continuare vor fi analizate schemele de demodulatoare amintite mai sus, particularitățile lor și ale metodelor de calcul.

6.2.2. Discriminatorul de frecvență cu două circuite cuplate

Schema discriminatorului este prezentată în fig. 6.11. Discriminatorul este format dintr-un sistem de circuite cuplate L_1C_6 și L_2C_5 (acordate pe frecvența f_i) de la care se aplică tensiunea pe demodulatoare obișnuite de amplitudine echipate cu diodele D_1 și D_2. Sarcinile demodulatoarelor sînt respectiv grupurile R_1C_1 și R_2C_2.

Datorită cuplajului inductiv tensiunea $\dot{U}_2$ de la cel de al doilea circuit este decalată față de tensiunea de la circuitul L_1C_6 cu unghiul φ care depinde de frecvența semnalului. Tensiunea $\dot{U}_1$ se aplică, prin capacitatea C_4 la ambele diode în fază iar o parte din tensiunea $\dot{U}_2$ se aplică la diode în antifază. Dacă frecvența semnalului este egală cu f_i, atunci $\varphi = 90°$, iar vectorii tensiunilor aplicate la cele două diode sînt egali ca mărime. În caz contrar acești vectori sînt diferiți și la ieșirea discriminatorului apare o tensiune a cărei valoare este cu atît mai mare, cu cît diferența dintre frecvența de la intrare și f_i este mai mare.

Rezistența R_3 și condensatorul C_3 reprezintă un filtru de joasă frecvență pentru prevenirea apariției pulsațiilor de frecvență intermediară la intrarea AAF, precum și pentru compensarea așa-numitei preaccentuări, create în emițător pentru accentuarea frecvențelor înalte de modulație. R_4 se folosește pentru reglajul volumului; tensiunea de audiofrecvență se aplică de la R_4 la intrarea tranzistorului T_2 al repetorului pe emitor care se folosește pentru mărirea valorii sarcinii, conectată la discriminator.

Etajul AFI final, echipat cu tranzistorul T_1, funcționează în regim de limitare; el elimină modulația parazită de amplitudine a tensiunii semnalului.

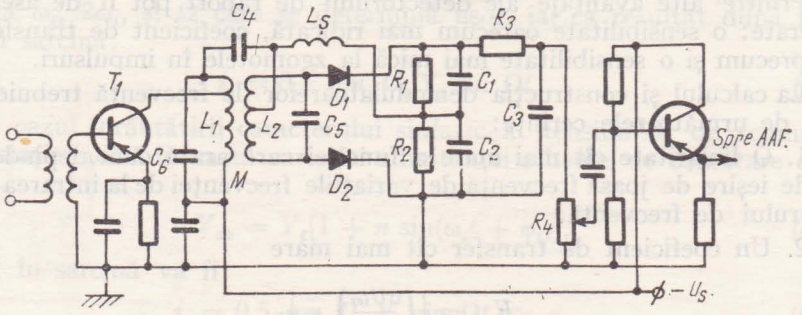


Fig. 6.11. Schema discriminatorului de frecvență.

Arhiva digitala SaDAng

Să analizăm relațiile de calcul de bază pentru discriminatorul de frecvență. Se știe că tensiunea de ieșire a discriminatorului U_d poate fi scrisă astfel:

$$U_d = kU_1\psi(\alpha, \beta) \tag{6.13}$$

unde k este un coeficient de proporționalitate oarecare; U_1 — amplitudinea tensiunii de la bornele circuitului L_1C_6;

$$\psi(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{1 + (\alpha + 0{,}5\beta)^2} - \sqrt{1 + (\alpha - 0{,}5\beta)^2}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \alpha^2)^2 + 4\alpha^2}} \tag{6.14}$$

unde $\alpha = \frac{2\Delta f}{f_i Q_e}$ — dezacordul relativ generalizat;

$\beta = k_{cupl} Q_e$ — coeficientul generalizat de cuplaj dintre circuite; k_{cupl} — coeficientul constructiv de cuplaj;

Q_e — factorul echivalent de calitate al circuitelor.

Pentru mărirea coeficientului de transfer al discriminatorului trebuie folosite funcții $\psi(\alpha, \beta)$ cu pantă cît mai mare. Panta curbei $\psi(\alpha, \beta)$ este maximă pentru $\beta = 0{,}8$ și diferă de valoarea maximă cu cel mult 2% pentru $0{,}6 < \beta < 1{,}25$. Este indicat să se folosească $\beta \leqslant 1$; în acest caz se păstrează o pantă mare pentru o liniaritate suficientă a caracteristicii.

Așa cum au arătat calculele și studiile experimentale, pentru a se reduce distorsiunile care apar din cauza neliniarității caracteristicii $\psi(\alpha, \beta)$, trebuie ca relația dintre β și $\alpha_{max} = \frac{2\Delta f_{max}}{f_i Q_e}$ să fie aleasă din condiția $\alpha_{max} \leqslant 0{,}5\beta$. În acest caz în gama admisibilă de variații a lui β coeficientul distorsiunilor de neliniaritate (dat în principal de armonica treia) nu va depăși valoarea 5%.

Pe baza celor spuse mai sus se pot determina parametrii schemei: α_{max}, Q_e, k_{cupl}. Valorile L_1 și L_2 se aleg la fel ca la etajele AFI precedente. Adesea se ia $L_1 = L_2$.

Rezistențele de sarcină ale diodelor R_1 și R_2 se iau de obicei egale iar valorile lor se dau pentru AAF cu tranzistoare în limitele (10—20) kΩ.

Capacitățile condensatoarelor de sarcină C_1 și C_2 se calculează din condiția de obținere a unor distorsiuni minime la detecția frecvențelor de modulație maxime f_{max} cu formula:

$$C_1 = C_2 \leqslant \frac{(4-5) \cdot 10^5}{f_{max} R_1}, \tag{6.15}$$

urmărind totodată să fie respectată condiția:

$$C_1 = C_2 \geqslant 10\ C_d - C_M. \tag{6.16}$$

unde C_d, C_M sînt capacitatea diodei și respectiv a montajului. C_1 se introduce în pF, f_{max} — kHz, R_1 - în kΩ.

Coeficientul de transfer al diodelor poate fi determinat cu formula coeficientului de transfer al demodulatorului cu diodă fără întîrziere.

$$K_d = \cos \theta. \tag{6.17}$$

unde $\theta \approx \sqrt{\frac{3\pi}{S_d R_1}}$ — unghiul de tăiere al diodei; S_d — panta diodei.

Circuitul oscilant L_1C_6 este conectat prin autotransformator la circuitul de colector al tranzistorului — limitator pentru a reduce acțiunea de șuntare asupra impedanței sale de ieșire. În acest caz coeficientul de conectare poate fi determinat cu formula:

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R'_{ieș}}{R_{0c}}\left(\frac{Q_c}{Q_e} - 1\right)}, \tag{6.18}$$

unde $R_{0c} = 2\pi f_i L_1 Q_c$ — impedanța proprie la rezonanță a circuitului; Q_c factorul propriu de calitate al circuitului, $R'_{ieș} = (1{,}5—2)\, R_{ieș}$ — rezistența de ieșire a tranzistorului limitator; $R_{ieș}$ — rezistența de ieșire a tranzistorului în regim de amplificare.

Constanta de timp a circuitului de preaccentuare τ_p se alege de obicei, pentru receptoarele de radiodifuziune și de televiziune, între limitele 50—100 μs și se determină cu formula:

$$\tau_p = RC,$$

unde

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_{in\,\mathrm{AAF}}};$$

$$C = C_3 + C_{in\,\mathrm{AAF}}.$$

Se recomandă să se aleagă:

$$\left.\begin{aligned} R_3 &= R_4 = R_{in\,\mathrm{AAF}}, \\ C &= 0{,}4\left(6\,\frac{\tau_p}{R_{in\,\mathrm{AAF}}} - C_{in\,\mathrm{AAF}}\right) \end{aligned}\right\} \tag{6.19}$$

Ultima relație este dedusă considerînd că cursorul de la R_4 se află în poziția din mijloc. Evident, constanta de timp se va modifica odată cu schimbarea poziției cursorului. Variația sa relativă corespunzătoare pozițiilor extreme ale cursorului R_4 se poate determina cu formula:

$$\Delta_p = \frac{\Delta\tau_p}{\tau_p} = \frac{R_{in\,\mathrm{AAF}}(C_3 - 2C_{in\,\mathrm{AAF}})}{6\,\tau_p}.$$

O astfel de alegere a rezistențelor R_3 și R_4 conduce la faptul că tensiunea audio maximă la ieșirea discriminatorului se micșorează de trei

Arhiva digitala SaDAng

ori în comparație cu tensiunea de la sarcina $R_1 + R_2$. De aceea, tensiunea la intrarea AAF poate fi determinată cu expresia:

$$U_{in\,AAF} = 0{,}33\ I_{c1} R_{0e} p^2_{cupl} K_d\ \psi(\alpha_{max}, \beta),$$

unde I_{c1} este amplitudinea primei armonici a curentului de colector al tranzistorului limitator: $R_{0e} = 2\pi f_i L_1 Q_e$ — impedanța echivalentă proprie la rezonanță a circuitului.

Referitor la restul parametrilor schemei în fig. 6.11, trebuie remarcate următoarele.

Capacitatea condensatorului de cuplaj C_4 (în picofarazi) se alege astfel încît căderea de tensiune de frecvență f_i (în megaherți) de la bornele sale să fie neglijabilă; calculul se face cu formula:

$$C_4 \geqslant \frac{(3-5)\ 10^4}{f_i R_{0e}},$$

unde f_i se ia în MHz, iar R_{0e} — în kΩ.

Inductanța bobinei de șoc se alege suficient de mare, pentru a micșora influența sa asupra acordului circuitelor L_1C_6 și L_2C_5. Pentru aceasta este suficient să fie îndeplinită condiția $L_ș \geqslant (10—20)\ L_1$.

Exemplu. *Date inițiale*

1. Frecvența nominală de lucru a discriminatorului $f_i = 8{,}4$ MHz.
2. Deviația de frecvență maximă $\Delta f_{max} = 75$ kHz.
3. Frecvența maximă de modulație $f_{max} = 10$ kHz.
4. Parametrii tranzistorului π403 din etajul AFI de ieșire:

$$R'_{ieș} \approx 1{,}8\ R_{ieș} = 1{,}5\ \text{kΩ};\ C_{ieș} = 10\ \text{pF},\ I_{c1} = 0{,}3\ \text{mA}.$$

5. Parametrii de intrare ai AAF: $R_{in\,AAF} = 10$ kΩ, $C_{in\,AAF} = 3\,000$ pF.

În procesul calculului se dau:
— valoarea coeficientului generalizat de cuplaj β;
— factorul de calitate propriu al circuitelor Q_c:
— parametrii diodelor S_d și C_d;
— capacitatea montajului.

Din calcul trebuie să rezulte:
— parametrii sarcinii discriminatorului;
— parametrii elementelor sistemului oscilant;
— valorile elementelor circuitului de corecție a preaccentuării;
— coeficientul de transfer în tensiune.

Ordinea calculelor

1. Se dă valoarea coeficientului generalizat de cuplaj al circuitelor (fig. 6.11) $\beta = 1$
2. Determinăm valoarea maximă a dezacordului generalizat:

$$\alpha_{max} = 0{,}5\ \beta = 0{,}5.$$

3. Factorul de calitate echivalent al circuitelor se determină cu formula:

$$Q_e = \frac{f_i \alpha_{max}}{2\Delta f_{max}} = \frac{8{,}4 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5}{2 \cdot 75} = 28.$$

4. Valoarea coeficientului constructiv de cuplaj va fi:

$$k_{cupl} = \frac{\beta}{Q_e} = \frac{1}{28} = 0{,}036.$$

5. În alegerea diodelor ne conducem după aceleași raționamente ca în cazul demodulatorului de semnale MA. Alegem diodele de tip Д2Е care au $S_d = 5$ mA/V și $C_d = 1{,}0$ pF.

6. Considerăm rezistențele de sarcină $R_1 = R_2 = 20$ kΩ, capacitatea montajului $C_M = 5$ pF, iar factorul de calitate propriu al circuitelor $Q_c = 150$.

7. Valorile capacităților de sarcină ale diodelor:

$$C_1 = C_2 = \frac{4{,}5 \cdot 10^5}{f_{max} R_1} = \frac{4{,}5 \cdot 10^5}{10 \cdot 20} = 2\,250 \text{ pF};$$

condiția $C_1 = C_2 \geqslant 10\, C_d - C_M = 10 \cdot 1 - 5 = 5$ pF este îndeplinită în acest caz.

8. Unghiul de tăiere al curenților diodelor:

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_d R_1}} = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{5 \cdot 20}} = 0{,}455 \text{ rad}.$$

9. Coeficientul de transfer în tensiune al demodulatoarelor se calculează cu formula

$$K_d = \cos\theta = \cos 0{,}455 = 0{,}9.$$

10. Impedanța proprie la rezonanță și impedanța echivalentă la rezonanță ale circuitelor se calculează cu formulele:

$$R_{0e} = 2\pi f_i L_1 Q_c = 2\pi \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 150 = 15{,}5 \text{ kΩ}$$

$$R_{0e} = 2\pi f_i L_1 Q_e = 2\pi \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 28 = 2{,}9 \text{ kΩ}.$$

11. Coeficientul de conectare a circuitului L_1C_6 la circuitul de colector al tranzistorului T_1 este:

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R'_{ieș}}{R_{0c}}\left(\frac{Q_c}{Q_e} - 1\right)} = \sqrt{\frac{1{,}5}{15{,}5}\left(\frac{150}{28} - 1\right)} = 0{,}65$$

12. Determinăm valoarea funcției $\psi(\alpha_{max}, \beta)$

$$\psi(\alpha_{max}, \beta) = \frac{\sqrt{1 + (\alpha_{max} + 0{,}5)^2} - \sqrt{1 + (\alpha_{max} - 0{,}5\beta)^2}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \alpha_{max}^2)^2 + 4\alpha_{max}^2}} =$$

$$= \frac{\sqrt{1 + (0{,}5 + 0{,}5)^2} - \sqrt{1 + (0{,}5 - 0{,}5)^2}}{\sqrt{(1 + 1 - 0{,}5^2)^2 + 4 \cdot 0{,}5^2}} = 0{,}169.$$

13. Determinăm tensiunea maximă la ieșirea discriminatorului:

$$U_{ieș\,D} = 0{,}33\, I_{c1} R_{0e} p_{cupl}^2 K_D \psi(\alpha_{max}, \beta) = 0{,}33 \cdot 0{,}3 \cdot 2{,}9 \cdot 0{,}65^2 \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}165 = 18{,}4 \text{ mV}.$$

14. Capacitatea condensatorului de cuplaj o găsim cu formula:

$$C_4 = \frac{3-5}{f_i R_{0e}} 10^4 = \frac{3 \cdot 10^4}{8{,}4 \cdot 2{,}9} \approx 1200 \text{ pF}.$$

Arhiva digitala SaDAng

15. Inductanța bobinei de șoc:

$$L_ș = (10-20)\ L_1 = 15 \cdot 2 = 30\ \mu H.$$

16. Determinăm capacitățile circuitelor rezonante (cu aceeași formulă ca la calculul AFI):

$$C_6 = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_i^2 L_1} - p_{cupl}^2\, C_{ieș} - C_M = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{8 \cdot 4^2 \cdot 2} - 0{,}65^2 \cdot 10 - 5 = 170\ pF.$$

17. Considerăm valorile rezistențelor $R_3 = R_4 = R_{in\,AAF} = 10\ k\Omega$, iar constanta de timp a circuitului de corecție a preaccentuării $\tau_p = 75\ \mu S$ (cursorul potențiometrului în poziție medie).

18. Determinăm capacitatea C_3 din circuitul de corecție:

$$C_3 = 0{,}4\left(6\frac{\tau_p}{R_{in\,AAF}} - C_{in\,AAF}\right) = 0{,}4\left(6\frac{7{,}5 \cdot 10^{-5}}{10^4} - 3 \cdot 10^{-9}\right) \approx 0{,}02\ \mu F.$$

19. În sfîrșit, determinăm variația absolută a constantei de timp a circuitului de corecție a preaccentuării la trecerea cursorului de la o poziție extremă la cealaltă:

$$\Delta\tau_p = \frac{R_{in\,AAF}(C_3 - 2C_{in\,AAF})}{6} = \frac{10^4(2 \cdot 10^{-8} - 2 \cdot 3 \cdot 10^{-9})}{6} = 23\ \mu s.$$

6.2.3. Detectorul de raport

Cea mai largă utilizare practică o are detectorul de raport a cărui schemă este prezentată în fig. 6.12. Tensiunea de la fiecare diodă din schemă este egală cu suma a două tensiuni: jumătate din tensiunea de la circuitul secundar L_2C_{c2} și tensiunea de la bobina auxiliară L_3, care este cuplată inductiv cu bobina L_1 a circuitului primar. Printr-o alegere corespunzătoare a numărului de spire ale bobinei L_3 și a cuplajului său cu circuit primar se poate obține o astfel de valoare U_2, încît să se obțină o eliminare a modulației parazite de amplitudine în cele mai bune condiții, ceea ce permite folosirea acestui tip de discriminator fără o limitare prealabilă a amplitudinilor semnalului de intrare.

Atenuarea modulației parazite de amplitudine se face datorită variației rezistenței de intrare a circuitelor, atunci cînd variază amplitudinea semnalului de la intrare, ceea ce provoacă variația factorului de calitate al circuitului primar și conduce la egalizarea tensiunilor de la ieșirea demodulatorului. Pentru aceasta sarcinile demodulatoarelor (rezistențele R_1 și R_2) sînt șuntate de către condensatorul de mare capacitate C_5, ceea ce face ca tensiunea de la bornele rezistențelor R_1 și R_2 să varieze foarte puțin în timp. Cînd variază amplitudinile ambelor semnale se mărește unghiul de tăiere al curenților diodelor și în mod corespunzător se va micșora coeficientul de transfer al diodelor și impedanța de intrare a demodulatoarelor, ceea ce conduce la o atenuare mare la ieșire a modulației parazite de amplitudine.

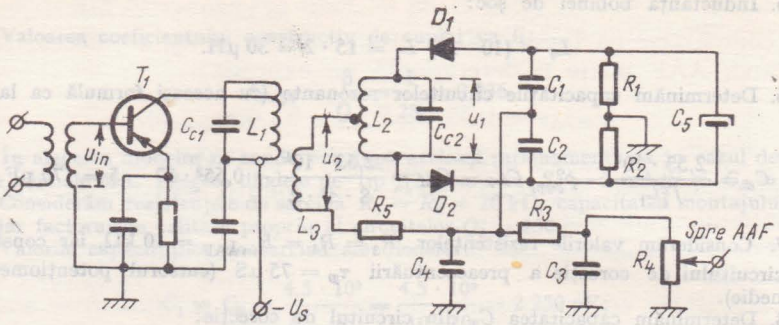


Fig. 6.12. Schema detectorului de raport.

În rest, funcționarea schemei din fig. 6.12, amintește funcționarea schemei discriminatorului de frecvență. Și aici, pentru o frecvență f_i a semnalului de intrare defazajul dintre tensiunile U_1 și U_2 este egal cu $\pi/2$ și ca urmare tensiunile sumă de la cele două diode sînt egale în modul iar în sarcina detectorului curentul lipsește (adică semnalul de ieșire este nul).

Filtrul de joasă frecvență R_3C_3 are aceeași destinație ca și în schema din fig. 6.11. Rezistența R_5 servește pentru a impiedica producerea unei rezonanțe în circuitul bobinei L_3 și pentru filtrarea impulsurilor de curent care apar atunci cînd sînt prezente perturbații în impulsuri.

Să analizăm relațiile de bază folosite în calculul detectorului de raport.

Din cauza absenței unei expresii analitice precise a dependenței amplitudinilor tensiunii semnalului de la ieșirea detectorului de amplitudinile și frecvența semnalului de la intrare, în calculul detectorului o serie de parametri se aleg cu ajutorul unor relații determinate pe bază experimentală.

Se știe că între tensiunea de ieșire a detectorului de raport $U_{ieș}$, tensiunea continuă U_0 de la bornele condensatorului C_5 și tensiunile redresate U_{01} și U_{02} de la condensatoarele C_1 și C_2 există următoarea dependență:

$$U_0 = U_{01} + U_{02} \tag{6.20}$$

$$U_{ieș} = 0{,}5(U_{01} - U_{02}) = U_{01} - 0{,}5U_0 \tag{6.21}$$

În plus:

$$U_{01} = U_{d1} \cos \theta_1$$

$$U_{02} = U_{d2} \cos \theta_2.$$

Aici U_{d1} și U_{d2} — amplitudinile tensiunilor aplicate respectiv diodelor D_1 și D_2, θ_1, θ_2 — unghiurile de tăiere ale curenților diodelor D_1 și D_2.

Pentru determinarea $U_{ieș}$ se poate folosi expresia (6.21) avînd în vedere următoarele considerații.

Arhiva digitala SaDAng

În cazul că circuitele celor două diode sînt complet identice ($C_1 = C_2 = C$ și $R_1 = R_2 = R_{pT}$), la funcționarea fără modulație de frecvență ($f = f_i$) se poate considera:

$$U_{d1} = U_{d2} = U_{d0} = \sqrt{U_2^2 + 0{,}25\,U_1^2}, \tag{6.22}$$

ceea ce este bine ilustrat de către diagrama vectorială din fig. 6.13, *a*. În afară de aceasta, unghiurile de tăiere sînt:

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta_0. \tag{6.23}$$

și se determină cu formula obișnuită:

$$\theta_0 \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_d R_{pT}}}. \tag{6.24}$$

Valoarea U_0 calculată pe baza relațiilor (6.20) și (6.22) — (6.24) poate fi considerată practic aceeași și pentru regimul de funcționare cu modulație de frecvență. În calcul trebuie să se țină seama că pentru obținerea unor distorsiuni mici de neliniaritate ale semnalului de la ieșire și pentru o atenuare mare a modulației parazite de amplitudine se recomandă respectarea relației $U_2 = 0{,}5U_1$, de unde rezultă că $U_{d0} = \sqrt{2}U_2$.

În regim de funcționare cu modulație de frecvență $U_{d1} \neq U_{d2} \neq U_{d0}$; același lucru se petrece și cu unghiurile de tăiere, în plus, așa cum se remarcă mai înainte, cu mărirea lui U_d se micșorează unghiul de tăiere θ și se mărește valoarea factorului cos θ. Valoarea maximă U_{d1} pentru expresia (6.21) se află pe baza fig. 6.13, *b* cu formula:

$$U_{d\,max} = \sqrt{2}\,U_2\sqrt{1 + \sin\varphi} = \sqrt{2}\,U_2\sqrt{1 + \frac{A}{1 - A^2}},$$

unde

$$A = \operatorname{tg}\varphi = \frac{2\Delta f_{max} Q_e}{f_i}.$$

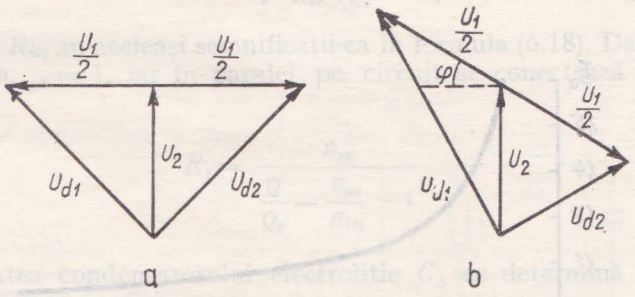


Fig. 6.13. Diagramele vectoriale ale tensiunilor în detectorul de raport:

a — în absența modulației de frecvență ($f = f_i$);
b — în prezența modulației de frecvență ($f \neq f_i$).

Valoarea maximă a tensiunii U_{d1} corespunde la valoarea minimă a unghiului $\theta_1 = \theta_{1\,min}$, determinat cu relația

$$\theta_{1\,min} \approx \xi_0 \sqrt{\frac{3\pi}{S_d R_{s\Omega}}},$$

unde $R_{s\Omega} = 0{,}5\,R_{pT} + R_3 + R_4$.

Valoarea factorului ξ_0 depinde de rezistența de sarcină a diodei D_1 în curent continuu:

$$R_s = R_{pT} + R_3 + R_4$$

și se determină din graficul reprezentat în fig. 6.14. Deoarece această valoare $\theta_{1\,min}$, adesea este mai mică decît θ_0 cu cel mult 10%, pentru simplificarea calculelor o astfel de diferență se poate neglija și se consideră $\theta_{1\,min} = \theta_0$.

Funcționarea normală a detectorului de raport se asigură prin aplicarea la diode a tensiunii $U_{d\,min}$ în limitele 50—150 mV; această tensiune trebuie să fie cu atît mai mare cu cît clasa receptorului proiectat, este mai ridicată. De aceea se recomandă ca valoarea U_1 să se dea între aceste limite.

Constanta de timp a circuitului de dezaccentuare τ_p se alege cu aceeași formulă (6.19) ca și pentru schema din fig. 6.11 De obicei se ia $R_3 = R_4 = R_{in\,AAF}$.

Valorile rezistențelor R_1 și R_2 se dau de obicei considerîndu-le egale cu 5—10 kΩ.

Capacitățile condensatoarelor C_1, C_2 și C_4 (în picofarazi) se calculează din condiția de obținere a distorsiunilor minime la f_{max} (în kiloherți):

$$C_1 = C_3 = C_4 \leqslant \frac{(4-5)\cdot 10^5}{f_{max} R_{pT}},$$

unde R_{pT} se introduce în kΩ.

La alegerea acestor valori trebuie să se urmărească satisfacerea condiției (6.17).

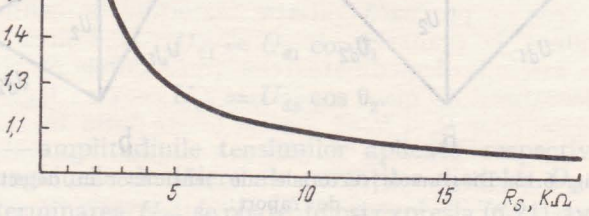


Fig. 6.14. Dependența factorului ξ_0 de valorile rezistenței R_s.

Arhiva digitala SaDAng

Factorul de calitate echivalent al circuitelor Q_e se alege între limitele:

$$Q_e \begin{cases} 30—50 & \text{pentru } f_i \leqslant 4 \text{ MHz}; \\ 50—75 & \text{pentru } f_i \geqslant 6 \text{ MHz}. \end{cases}$$

În acest fel pentru o bună atenuare a MA parazite și pentru a obține distorsiuni de neliniaritate mici, sînt necesari factori de calitate constructivi la aceste circuite de 2—3 ori mai mari decît Q_e.

Valorile inductanțelor și capacităților circuitului primar și circuitului secundar se calculează la fel ca la discriminatorul de frecvență, sau se aleg la fel ca la amplificatorul de frecvență intermediară.

Inductanța bobinei L_3 și factorul său de calitate se aleg pe baza expresiilor:

$$L_3 = (0{,}25—0{,}5)\, L_1$$

$$Q_3 = 40—60.$$

Coeficienții constructivi de cuplaj dintre inductanțele L_1 și L_2 precum și dintre L_1 și L_3 se determină cu următoarele relații:

$$k_{cupl\ 1.2} = \frac{0{,}5}{Q_e}$$

$$k_{cupl\ 1.3} = \frac{0{,}35 - 0{,}45}{Q_e}$$

Pentru determinarea coeficientului de conectare a circuitului primar la circuitul de colector al tranzistorului T_1 din ultimul etaj AFI se folosește relația:

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R_{ieș}}{R_{0c}}\left(\frac{Q}{Q_e} - 1\right)},$$

unde R_{0c}, Q și $R_{ieș}$ au aceleași semnificații ca în formula (6.18). Dacă $p_{cupl} > 1$, atunci se ia $p_{cupl} = 1$, iar în paralel pe circuit se conectează o rezistență de șunt $R_ș$:

$$R_ș = \frac{R_{0c}}{\frac{Q}{Q_e} - \frac{R_{0c}}{R_{ieș}} - 1}.$$

Capacitatea condensatorului electrolitic C_5 se determină cu formula:

$$C_5 = \frac{0{,}1 - 0{,}25}{R_{pT}} \cdot 10^3,$$

unde C_5 se exprimă în μF iar R_{pT} — în kΩ.

Dacă trebuie determinat coeficientul de transfer în tensiune (pentru $\Delta f = \Delta f_{max}$) al întregei scheme, prezentată în fig. 6.12, atunci se poate folosi următoarea expresie:

$$K_d = \frac{U_{ieș\,d}}{3\,U_{in}},$$

unde $U_{in} = \dfrac{Q\,U_1}{p_{cupl}\,|\,y_{21}\,|\,R_{0c}k_{cupl\,12}}$ — tensiunea de intrare la ultimul etaj AFI, Y_{21} — admitanța de transfer a tranzistorului T_1.

Valoarea rezistenței R_5 se alege în limitele (10—20 kΩ).

Uneori această rezistență lipsește din schema detectorului de raport.

Pot fi întîlnite scheme de detectoare de raport în care între rezistențele R_1 și R_2 și respectiv condensatoarele C_1 și C_2 se conectează rezistențe suplimentare de simetrizare (fig. 6.15). Aceste rezistențe reduc acțiunea de șuntare a circuitelor primar și secundar de către diode. În plus, aceste rezistențe măresc într-o oarecare măsură atenuarea modulației parazite de amplitudine. Valorile acestor rezistențe se aleg în limitele:

$$r = 200 - 1\,000\,\Omega.$$

Una dintre aceste rezistențe se ia de obicei variabilă.

Exemplu. *Date inițiale*

$f_i = 8{,}4$ MHz; $\Delta f_{max} = 75$ kHz; $f_{max} = 10$ kHz; $L_1 = L_2 = 2\mu$H; parametrii tranzistorului T_1: $C_{ieș} = 10$ nF; $R_{ieș} = 800\ \Omega$; $|y_{21}| = 30$ mA/V; parametrii diodei Д2Е: $S_d = 5$ mA/V, $C_d = 1$ pF; parametrii AAF: $R_{in\,AAF} = 10$ kΩ; $C_{in\,AAF} = 3\,000$ pF.

Ordinea de calcul

1. Se dau mărimile (vezi fig. 6.16): $Q_c = 150$; $Q_e = 60$; $Q_3 = 50$; $R_1 = R_2 = R_{pT} = 6{,}2$ kΩ; $R_5 = 10$ kΩ; $R_3 = R_4 = R_{in\,AAF} = 10$ kΩ; $U_1 = 100$ mV; $C_M = 5$ pF; $\tau_p = 75$ μs.

2. Determinăm inductanța bobinei L_3:

$$L_3 = 0{,}4\,L_1 = 0{,}4 \cdot 2 = 0{,}8\ \mu\text{H}.$$

3. Determinăm coeficienții constructivi de cuplaj dintre inductanțele L_1 și L_2 precum și dintre L_1 și L_3:

$$k_{cupl\,12} = \frac{0{,}5}{Q_e} = \frac{0{,}5}{60} = 0{,}0083$$

$$k_{cupl\,13} = \frac{0{,}4}{Q_3} = \frac{0{,}4}{50} = 0{,}008$$

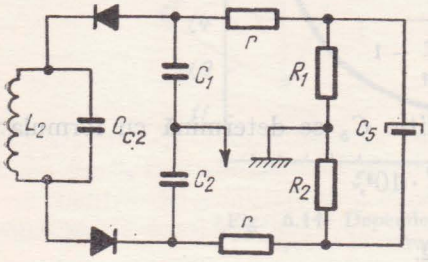


Fig. 6.15. Schema detectorului de raport cu rezistențe de simetrizare.

Arhiva digitala SaDAng

4. Calculăm impedanța proprie la rezonanță a circuitului primar:

$$R_{0c} = 2\pi f_i L_1 Q_c = 2\pi \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 150 = 15{,}5 \text{ k}\Omega.$$

5. Calculăm coeficientul de conectare a circuitului primar la circuitul de colector al tranzistorului T_1:

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R_{ieș}}{R_{0c}}\left(\frac{Q_c}{Q_e} - 1\right)} = \sqrt{\frac{0{,}8}{15{,}5}\left(\frac{150}{60} - 1\right)} = 0{,}28$$

6. Găsim capacitățile condensatoarelor de la circuitele oscilante:

$$C_{c1} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_i^2 L_1} - p_{cupl}^2 C_{ieș} - C_M = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{8{,}4^2 \cdot 2} - 0{,}28^2 \cdot 10 - 5 = 175 \text{ pF},$$

$$C_{c2} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_i^2 L_1} - C_d - C_M = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{8{,}4^2 \cdot 2} - 1 - 5 = 174 \text{ pF}.$$

7. Determinăm valorile capacităților de sarcină ale diodelor:

$$C_1 = C_2 = C_4 = \frac{4{,}5 \cdot 10^5}{f_{max} R_{pT}} = \frac{4{,}5 \cdot 10^5}{10 \cdot 6{,}2} = 7\,300 \text{ pF}.$$

8. Calculăm capacitatea condensatorului electrolitic C_5:

$$C_5 = \frac{0{,}2 \cdot 10^3}{R_{pT}} = \frac{0{,}2 \cdot 10^3}{6 \cdot 2} \approx 32 \ \mu\text{F}.$$

9. Calculăm capacitatea C_3 a filtrului de joasă frecvență de dezaccentuare:

$$C_3 = 0{,}4\left(6\frac{\tau_p}{R_{in\,\text{AAF}}} - C_{in\,\text{AAF}}\right) = 0{,}4\left(\frac{6 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-5}}{10^4} - 3 \cdot 10^{-9}\right) \approx 0{,}02 \ \mu\text{F}.$$

10. Variația maximă a constantei de timp a circuitului de dezaccentuare în cazul deplasării cursorului potențiometrului R_4 se determină astfel:

$$\Delta\tau_p = \frac{R_{in\,\text{AAF}}(C_3 - 2C_{in\,\text{AAF}})}{6} = \frac{10^4(2 \cdot 10^{-8} - 2 \cdot 3 \cdot 10^{-9})}{6} = 23 \ \mu\text{s}.$$

11. Calculăm valoarea U_{d0}:

$$U_{d0} = \sqrt{0{,}25\,U_1^2 + 0{,}25\,U_1^2} = \sqrt{0{,}5 \cdot 10^{-1}} = 0{,}071 \text{ V}.$$

12. Calculăm unghiul de tăiere al curenților diodelor în regim de absență a MF:

$$\theta_0 \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_d R_{pT}}} = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{5 \cdot 6{,}2}} = 0{,}675 \text{ rad}.$$

13. Determinăm valoarea tensiunii U_0 de la bornele condensatorului C_5:

$$U_0 = 2\,U_{d0} \cos\theta_0 = 2 \cdot 0{,}071 \cdot \cos 0{,}675 = 0{,}11 \text{ V}.$$

14. Găsim valoarea parametrului A:

$$A = \frac{2\Delta f_{max} Q_e}{f_i} = \frac{2 \cdot 0{,}075 \cdot 60}{8{,}4} = 1{,}07.$$

15. Calculăm valoarea maximă $U_{d1\,max}$:

$$U_{d1\,max} = \frac{U_1}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + \frac{A}{\sqrt{1+A^2}}} = \frac{0{,}1}{\sqrt{2}}\sqrt{1 + \frac{1{,}07}{\sqrt{1+1{,}07^2}}} = 0{,}094 \text{ V}.$$

16. Determinăm $\theta_{1\,min}$:

$$\theta_{1\,min} = \xi_0 \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_d(0{,}5\,R_{pT} + R_3 + R_4)}} = \xi_0 \sqrt{\frac{3\pi}{5(0{,}5 \cdot 6{,}2 + 10 + 10)}} = \xi_0 \cdot 0{,}435 \text{ rad}.$$

17. Găsim tensiunea de ieşire pentru deviaţia maximă a frecvenţei f faţă de f_t:

$$U_{ieş\,d} = U_{d1\,max} \cos \theta_{1\,max} - 0{,}5\,U_0 = 0{,}094 \cos 0{,}435 - 0{,}5 \cdot 0{,}11 = 0{,}03 \text{ V}.$$

18. Calculăm tensiunea la intrarea tranzistorului T_1:

$$U_{in} = \frac{Q_c U_1}{p_{cupl}\,|Y_{21}|\,R_{0c}k_{cupl\,12}} = \frac{150 \cdot 0{,}1}{0{,}28 \cdot 3 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}55 \cdot 10^4 \cdot 8 \cdot 10^{-3}} \approx 3{,}8 \text{ mV}.$$

19. Calculăm coeficientul de transfer al întregii scheme de la intrarea tranzistorului T_1 pînă la intrarea în AAF:

$$K_d = \frac{U_{ieş\,d}}{3\,U_{in}} = \frac{0{,}03}{3 \cdot 3{,}8 \cdot 10^{-3}} \approx 2{,}5$$

6.2.4. Discriminatoare de fază

Alături de demodulatoarele de amplitudine şi de discriminatoarele de frecvenţă în aparatura radioelectronică se folosesc pe larg discriminatoarele de fază a căror tensiune de la ieşire este proporţională cu diferenţa de fază dintre două oscilaţii aplicate la intrarea sa.

Discriminatoarele de fază şi-au găsit cea mai largă utilizare în sistemele de reglare automată a frecvenţei prin fază la care detectorul de fază este elementul de măsurare al sistemului şi se numeşte discriminator de fază.

Cel mai reprezentativ tip de discriminator este discriminatorul de fază echilibrat a cărui schemă este reprezentată în fig. 6.16. Aşa cum rezultă din schemă, discriminatorul este format din două demodulatoare de amplitudine de tip serie la care se aplică tensiunea $\dot{U}_d = \dot{U}_2 + 0{,}5\,\dot{U}_1$. Dacă prima componentă a acestei tensiuni se aplică în fază la ambele diode, în schimb cea de a doua componentă se aplică în antifază. Ca urmare, ţinînd seama de defazajul φ dintre tensiunile u_1 şi u_2 (fig. 6.17) amplitudinile impulsurilor, care se culeg de pe sarcinile R_1C_1 şi R_2C_2 vor fi diferite şi vor depinde de unghiul φ.

Dacă se consideră că

1) $u_1 = U_1 \cos \omega t$; $u_2 = U_2 \cos(\omega t + \varphi)$;

2) constantele circuitelor R_1C_1 şi R_2C_2 sînt mult mai mari decît perioada oscilaţiilor folosite;

Arhiva digitala SaDAng

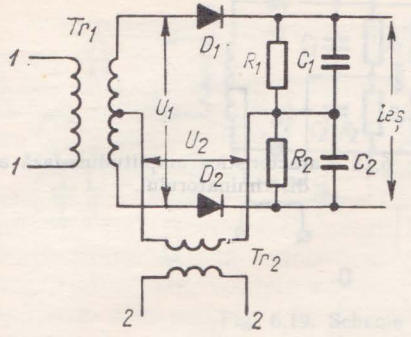


Fig. 6.16. Schema discriminatorului de fază echilibrat.

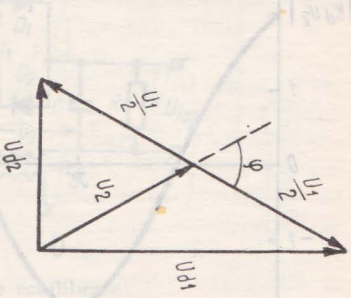


Fig. 6.17. Dispunerea vectorială a tensiunilor în discriminatorul de fază.

3) valorile tensiunilor sînt suficient de mari pentru ca diodele să lucreze în regim de demodulare liniară, atunci expresia analitică a caracteristicii amplitudine-fază a discriminatorului poate fi scrisă sub forma:

$$U_{ieș\,d} = K_d \sqrt{U_2^2 + 0{,}25\,U_1^2 + U_1 U_2 \cos\varphi} - \sqrt{U_2^2 + 0{,}25\,U_1^2 - U_1 U_2 \cos\varphi}, \tag{6.25}$$

unde K_d este coeficientul de transfer al demodulatoarelor determinat cu expresia (6.17). Așa cum arată analiza dependenței tensiunii $U_{ieș}$ de amplitudinea tensiunii de intrare, cea mai utilă relație dintre amplitudini este:

$$U_2 \approx 0{,}5\,U_1 \tag{6.26}$$

deoarece în acest caz dependența $U_{ieș} = \psi(\varphi)$ se aproximează ca liniară. În condițiile date, caracteristica (6.25) capătă forma reprezentată în fig. 6.18 căreia îi corespunde

$$U_{ieș} = K_d 2\,U_2 \left(\left| \cos\frac{\varphi}{2} \right| - \left| \sin\frac{\varphi}{2} \right| \right).$$

Observăm că în punctele unde $\varphi = \pi, 2\pi$, ș.a.m.d., valoarea derivatei $\frac{\partial U_{ieș\,D}}{\partial \varphi}$ este supusă unor discontinuități, adică se produc salturi. De aceea, de obicei, nu se folosesc porțiunile caracteristicii discriminatorului de fază din vecinătatea punctelor amintite pentru $U_2 = 0{,}5\ U_1$.

Regimul de funcționare cu $U_2 \gg U_1$ se folosește foarte rar deoarece are o sensibilitate foarte neuniformă la variațiile defazajului. De aceea acest regim poate fi folosit pentru măsurarea defazajelor care nu depășesc cîteva grade (de obicei în vecinătatea valorii $\pi/2$).

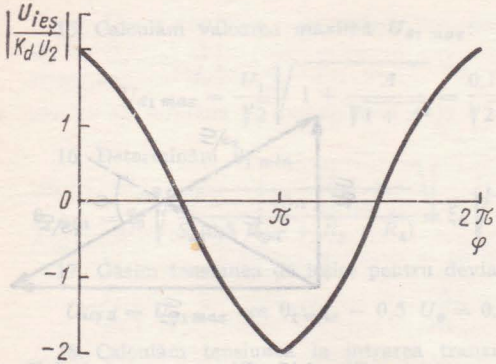


Fig. 6.18. Caracteristica amplitudine-fază a discriminatorului.

Rezistențele de sarcină $R_1 = R_2 = R$ se aleg astfel încît

$$R_{id} \ll R \ll R_{inv},$$

unde R_{id}, R_{inv} — respectiv, rezistențele directă și inversă ale diodelor. Pentru majoritatea diodelor de înaltă frecvență R se alege în limitele 10—20 kΩ.

Valoarea capacităților condensatoarelor $C_1 = C_2 = C$ se calculează cu formula:

$$C \geqslant \frac{10}{fR}.$$

Măsura în care discriminatorul șuntează elementele corespunzătoare ale etajelor de la care se obțin tensiunile U_1 și U_2, poate fi apreciat pe baza următoarelor relații:

— rezistența de intrare a schemei la bornele *1—1* (fig. 6.16):

$$R_{in1} = \frac{R}{2\sqrt{2}\, p_{Tr1}^2} \cdot \frac{\sqrt{1-\cos\varphi} + \sqrt{1+\cos\varphi}}{|\sin\varphi|} = \frac{R}{2\sqrt{2}\, p_{Tr1}^2}\, \psi(\varphi),$$

unde p_{Tr1} este coeficientul de transformare al transformatorului Tr_1;

— rezistența de intrare a schemei la bornele *2—2*

$$R_{in2} = \frac{R}{4\sqrt{2}\, p_{Tr2}}\, \psi_1(\varphi),$$

unde p_{Tr2} — coeficientul de transformare al transformatorului Tr_2.

Funcția $\psi_1(\varphi)$ variază în limite largi, atingînd o valoare infinită pentru $\varphi = n\pi (n = 0, 1, 2)$, și se micșorează pînă la $\psi(\varphi) = 2$ pentru $\varphi = (2n-1)\pi$. De aceea în calcule se recomandă să se ia în considerație valoarea sa minimă.

Ca particularități ale discriminatorului echilibrat se poate remarca faptul că indiferent de raportul dintre amplitudinile tensiunilor U_1 și U_2, valoarea maximă a semnalului de ieșire nu va depăși dublul valorii amplitudinii celei mai mici dintre tensiuni. Această proprietate permite eliminarea destul de simplu a influenței variațiilor amplitudinilor uneia dintre tensiunile de

Arhiva digitala SaDAng

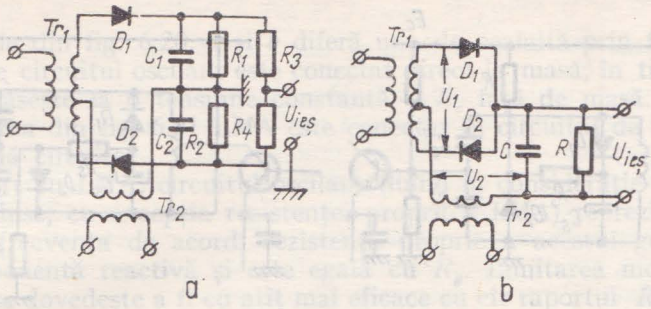


Fig. 6.19. Scheme de discriminatoare echilibrate:
a — cu ieșire simetrică; *b* — cu conectare în sensuri opuse a diodelor.

intrare asupra semnalului de ieșire, întrucît este suficient să se stabilească amplitudinea celei de a doua tensiune făcîndu-o de două ori mai mică decît valoarea minimă a amplitudinilor tensiunilor care sînt variabile.

De remarcat că schema de discriminator echilibrat reprezentată în fig. 6.16 poate avea forma din fig. 6.19. Schema din fig 6.19, *a* este în multe privințe analogă cu cea analizată în fig. 6.16. Ambele scheme sînt pentru sarcini identice cu totul echivalente din punct de vedere al rezistențelor de intrare. Deosebirea constă în faptul că schema din fig. 6.19, *a* reprezintă o schemă de discriminator cu ieșire simetrică față de masă. Pentru parametrii egali ai ramurilor, tensiunea de la ieșirea discriminatorului simetric este de două ori mai mică decît la schema din fig. 6.16.

Schema din fig. 6.19, *b* reprezintă o variantă de discriminator echilibrat la care diodele sînt conectate opus una alteia și lucrează cu o sarcină comună. Pentru această schemă este valabilă diagrama vectorială din fig. 6.17. Schema se folosește rar deoarece pentru ea raportul dintre amplitudinile semnalelor de la intrare este foarte critic. Un astfel de discriminator lucrează într-o gamă largă de defazaje numai în cazul în care se îndeplinesc condițiile:

$$0 \leqslant \frac{U_2}{U_1} \leqslant 0{,}3 \text{ sau } 0{,}8 \leqslant \frac{U_2}{U_1} \leqslant 1.$$

Pentru alte rapoarte între U_1 și U_2 schema poate funcționa numai pentru defazaje mari.

6.2.5. Limitatorul de amplitudine

Schema care se calculează este prezentată în două variante: în fig. 6.20 și în fig. 6.21.

Limitatorul modulației de amplitudine (LMA) este un detector cu diode cu rezistență de intrare constantă și constanta de timp de încărcare $\tau_s = R_s C_s$,

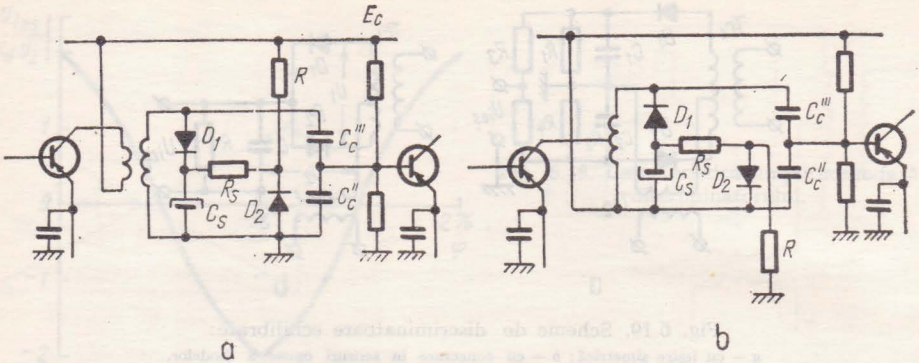


Fig. 6.20. Prima variantă calculată de schemă de limitator de amplitudine.

mult mai mare decît cea mai mare perioadă a modulației, care trebuie eliminată prin limitare. Din cauza unei asemenea constante de timp mari, rezistența de sarcină în curent alternativ este practic egală cu zero, caracteristica de sarcină dinamică este o dreaptă verticală, iar rezistența de sarcină echivalentă în curent continuu R_{se} variază mult în ritm cu modulația de amplitudine, crescînd la micșorarea amplitudinii și micșorîndu-se cu creșterea ei.

Pentru o tensiune de intrare suficient de mare (a frecvenței purtătoare) R_{se} conduce la o variație adecvată a rezistenței de intrare a detectorului R_{ind} în timpul modulației. Pentru a evita confuziile, trebuie să observăm că afirmația despre rezistența de intrare constantă, menționată mai sus, se referă la regim de frecvență purtătoare și la faptul că mărimea R_{ind} este independentă de mărimea purtătoarei și de temperatură.

Rezistența de intrare R_{ind} șuntează circuitul oscilant de la care se aplică tensiunea semnalului pe baza tranzistorului de comandă a discriminatorului. Variația R_{ind} duce la variația impedanței echivalente a circuitului echivalent, al cărei efect îl constituie demodulația de amplitudine.

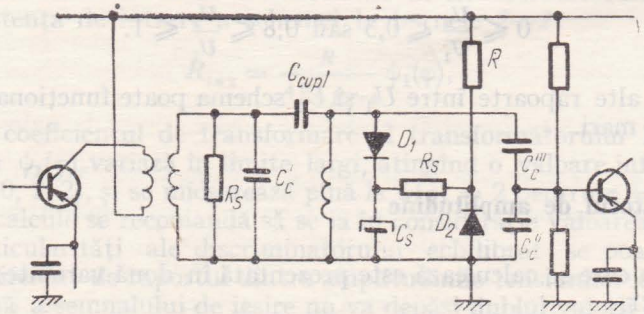


Fig. 6.21. A doua variantă calculată de schemă de limitator de amplitudine.

Arhiva digitala SaDAng

Schemele din fig. 6.20, *a* și *b* diferă una de cealaltă prin faptul că la prima din ele circuitul oscilant este conectat direct la masă, în timp ce la a doua, el se găsește la o tensiune constantă $-E_c$ față de masă.

În schema din fig. 6.21 LMA este conectat în circuitul de ieșire al filtrului cu două circuite.

În raport cu LMA, circuitul oscilant (luînd în considerație toate rezistențele introduse, cu excepția rezistenței proprii a LMA) reprezintă un generator. La frecvența de acord, rezistența proprie a acestui generator nu conține componentă reactivă și este egală cu R_g. Limitarea modulației de amplitudine se dovedește a fi cu atît mai eficace cu cît raportul R_{ind}/R_g este mai mic. Din acest punct de vedere se recomandă să se conecteze LMA la un etaj cu un singur circuit și nu la un etaj cu două circuite, deoarece în ultimul caz $R_{ind}/R_g > 1$, în timp ce în primul caz se poate obține $R_{ind}/R_g < 1$.

Pentru ca raportul R_{ind}/R_g să fie mic, trebuie să existe posibilitatea (constructivă) de a se utiliza un circuit cu factor de calitate proprie (de gol) mare, care să fie cuplat slab cu tranzistoarele. Banda de trecere necesară a circuitului echivalent trebuie să se asigure prin efectul de șuntare a circuitului de către R_{ind}. Deoarece în etajul cu două circuite, din considerente de producție, factorul de calitate propriu al ambelor circuite este de dorit să fie același, atunci circuitul de intrare al perechii trebuie să fie șuntat cu o o rezistență suplimentară $R_{ș2}$ (fig. 6.21).

Eficacitatea limitării poate fi apreciată cu ajutorul coeficientului de limitare a modulației de amplitudine:

$$K_{\text{LMA}} = \frac{m'}{m}, \tag{6.27}$$

unde m' și m sînt valorile profunzimii modulației cu LMA și fără LMA. Cu cît este mai mic K_{LMA}, cu atît mai eficace este limitarea.

Pentru radioemisiunile MF din gama de UUS la o deviație de frecvență $\Delta f_{max} = 50$ kHz și la frecvența de modulație maximă $f_{max} = 15$ kHz se poate considera ca optimă valoarea $K_{\text{LMA}} = 0{,}15$; pentru $K_{\text{LMA}} > 0{,}15$ cîștigul în raportul semnal/zgomot, pe care-l poate asigura MF în raport cu MA, nu se realizează suficient de mare, iar pentru $K_{\text{LMA}} < 0{,}15$ micșorarea în continuare a acestui coeficient nu mărește cîștigul amintit în mod apreciabil.

Admițînd că dioda nu prezintă inerție și are o caracteristică tensiune-curent exponențială, valoarea K_{LMA} poate fi găsită cu formula:

$$K_{\text{LMA}} = \frac{1 + \dfrac{R_{ind}}{R_g}}{\dfrac{R_{ind}}{R_g} - 1 + V_M \dfrac{B_0(V_M)}{B_1(V_M)}}, \tag{6.28}$$

unde $V_M = \gamma U_{in\,M}$ este amplitudinea adimensională a tensiunii (la purtătoare) la intrarea LMA.

Raportul $\frac{B_0(V_M)}{B_1(V_M)}$ se determină din curbele din fig. 6.22.

Conform formulei (6.28) K_{LMA} se micşorează continuu cu creşterea $U_{in\,M}$. Aceasta are loc, deoarece pe măsura creşterii tensiunii de intrare punctul de funcţionare ajunge, la vîrfurile semialternanţelor pozitive, pe porţiunea cu panta cea mai mare a caracteristicii tensiune-curent a diodei. În practică însă, panta caracteristicii tensiune-curent nu creşte la infinit, într-o primă aproximaţie se poate considera că la tensiuni mari caracteristica se transformă într-o dreaptă, aşa că se pot obţine rezultate corecte aproximînd caracteristica cu o linie frîntă. Pentru o asemenea aproximaţie:

$$K_{LMA} = \frac{1 + \frac{R_{ind}}{R_g}}{\frac{R_{ind}}{R_g} - 0{,}5 + 0{,}645\left(\frac{R_s}{R_{id}}\right)}, \tag{6.29}$$

unde R_{id} este rezistenţa diodei în sens direct.

Se poate considera că formula (6.29) determină acea limită pînă la care se poate micşora K_{LMA} prin creşterea $U_{in\,M}$.

În cazul etajului cu un singur circuit, raportul R_{ind}/R_g din formulele (6.28) şi (6.29) poate fi determinat cu relaţia:

$$\frac{R_{ind}}{R_g} = \frac{B}{f_i} \cdot \frac{Q_{max}Q}{Q_{max} - Q} - 1, \tag{6.30}$$

unde B este banda de trecere a etajului; Q_{max} — factorul de calitate al circuitului (aşa cum s-a arătat mai sus, el se alege maxim posibil); Q — factorul de calitate al circuitului necesar pentru a obţine banda B în cazul factorilor

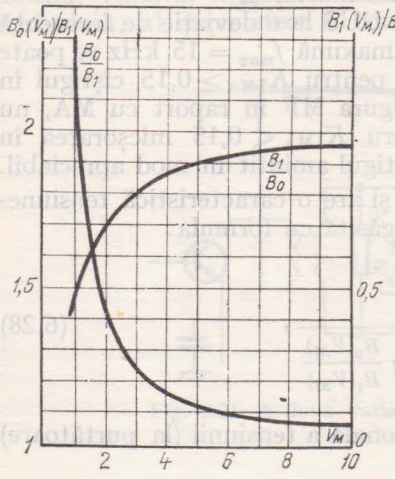


Fig. 6.22. Reprezentarea grafică a rapoartelor $B_0(B_M)/B_1(V_M)$ şi $B_1(V_M)/B_0(V_M)$.

Arhiva digitala SaDAng

de cuplaj aleși cu tranzistoarele p_{22} și $p_{11\,urm}$. Mărimea Q se determină cu formula:

$$Q = \frac{Q_e}{1 - \frac{1}{1 + p_{22}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm}}},$$

iar Q_3 cu formula:

$$Q_e = \frac{f_i}{B}.$$

În cazul etajului cu două circuite:

$$\frac{R_{ind}}{R_g} = \frac{B_{ce}}{f_i} \cdot \frac{Q_{max} Q_2}{Q_{max} - Q_2} (1 + p^2) - 1, \tag{6.31}$$

unde B_{ce} este banda de trecere a unui circuit echivalent; p — parametrul de cuplaj dintre circuitele echivalente; Q_2 — factorul de calitate al circuitului de intrare, necesar pentru obținerea benzii B_{ce} în cazul alegerii lui $p_{11\,urm}$. Mărimea Q_2 poate fi găsită cu formula (4.153).

Tensiunea la intrarea LMA se poate găsi cu formula:

$$U_{in\,M} = \frac{U_{in\,urm\,M}}{p_{11\,urm}}, \tag{6.32}$$

unde $U_{in\,urm\,M}$ este tensiunea la intrarea tranzistorului etajului următor, adică a tranzistorului de comandă a discriminatorului, iar $p_{1\,urm}$ — coeficientul corespunzător de cuplaj.

Creșterea tensiunii $U_{in\,M}$ este legată de creșterea tensiunii $U_{in\,urm\,M}$ sau (și) de micșorarea coeficientului $p_{1\,urm}$. Pentru p_{22} și $p_{11\,urm}$ neschimbați, coeficientul $p_{1\,urm}$ este proporțional cu $\sqrt{C_t}$, ceea ce dă posibilitatea măririi lui $U_{in\,M}$ fără mărirea amplificării prin micșorarea capacității totale C_t. De aceea capacitatea totală a circuitului oscilant, la care se conectează LMA, trebuie să se aleagă atît de mică, cît este admis de celelalte considerente.

Calculul etajului de amplificare cu LMA constă în două etape: calculul etajului în ipoteza că LMA lipsește și calculul LMA.

Calculul etajului în ipoteza că LMA lipsește se efectuează în principal așa cum s-a indicat în § 5.2, iar factorul de calitate propriu al circuitului se alege maxim posibil (pe considerente constructive), adică Q_{max}.

Capacitatea totală a circuitului trebuie să se aleagă, așa cum s-a arătat mai sus, cît mai mică posibil. Se recomandă

$$C_t = (3 \ldots 4)(C_L + C_M + C_{LMA}), \tag{6.33}$$

unde C_L este capacitatea proprie a bobinei;
C_M — capacitatea montajului,
C_{LMA} — capacitatea de intrare a LMA.

Cu o capacitate atît de mică, coeficientul de cuplaj p_2 la etajul cu un singur circuit va fi mai mic decît unu. El se determină cu formula:

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi BC_t}{g_{22}(1 + p_{22})}}, \tag{6.34}$$

după care se determină $p_{1\,urm}$ cu formula (4.170).

În schemele din fig. 6.20 capacitățile C_c'' și C_c''' se determină cu formula (4.161), în care se înlocuiește C_c' prin diferența $C_t - (C_2 + C_M + C_{LMA})$.

În schema din fig. 6.21 capacitatea C_{cupl} se determină cu formula corespunzătoare (4.158), capacitatea C_c' cu formula

$$C_c' = \frac{1}{1 + p\,\frac{B_{ce}}{f_i}} - C_L - C_M, \tag{6.35}$$

iar capacitățile C_c'' și C_c''' — cu formula (4.161) în care se înlocuiește C_c' prin $C_c' - C_{LMA}$, unde C_c' este mărimea găsită cu formula (6.35). Calculul LMA se efectuează în ordinea următoare.

Găsim valoarea inițială (în lipsa semnalului) a curentului prin dioda D_1. Pentru etajul cu un singur circuit

$$i_{d\,init} = \frac{1}{\gamma R_ş}, \tag{6.36}$$

unde $R_ş$ este mărimea rezistenței de șuntare, găsită la calculul etajului iar $\gamma = 25\,\frac{1}{V}$ pentru diodele de germaniu.

Pentru etajul cu două circuite se folosește aceeași formulă, dar cu $R_{ş1}$ în locul lui $R_ş$.

Determinăm curentul I_{0max} cu formula

$$I_{0max} = I_0\,2^{\frac{t_{max}-20}{\tau}}, \tag{6.37}$$

unde $\tau = 10°$ pentru diode de germaniu și $\tau = 7°$ pentru diode de siliciu, t_{max} este temperatura maximă a mediului; I_0 este curentul rezidual al diodei la temperatura + 20°C;

Dacă $i_{d\,init} \geqslant 3\ I_{0max}$, atunci tipul diodelor a fost bine ales. În caz contrar, trebuie să se aleagă diode cu I_0 mai mic.

Calculăm R_s și R cu formulele

$$R_s = 2\,R_{ţnd} \tag{6.38}$$

$$u_{d2\,init} = \frac{1}{\gamma}\left(2{,}3\,\lg\frac{i_{d\,init}}{I_0} + 2\right) \tag{6.39}$$

$$R = \frac{E_c - u_{d2\,init}}{8{,}4\ i_{d\,init}}. \tag{6.40}$$

Arhiva digitala SaDAng

Alegem capacitatea C_s astfel încît

$$C_s = \frac{0{,}1 \ldots 0{,}5}{R_s}. \tag{6.41}$$

Găsim $U_{in\,M}$ cu formula (6.32) și

$$V_M = \gamma U_{in\,M}. \tag{6.42}$$

În continuare, determinăm R_{ind}/R_g cu formula (6.30) sau (6.31) și K_{LMA} cu formulele (6.28) și (6.29). Eficacitatea limitatorului calculat este caracterizată de valoarea cea mai mare dintre cele două valori găsite pentru K_{LMA}.

Exemplu. *Date inițiale.* Etaj cu un singur circuit, acordat $f_t = 10{,}7$ MHz; $B = 300$ kHz; $Q_{max} = 120$; $E_c = 8$ V; $t_{max} = +20$°C.

Ambele tranzistoare sînt identice și au, la același regim ales, aceleași valori ale parametrilor și abateri relative posibile. Se folosește discriminator de fază. Etajul precedent este cu două circuite cu $p = 1$; în calculul său s-a adoptat $p_{11\,urm} = 4$. Diodele sînt din siliciu și au $\gamma = 15\,\frac{1}{\mathrm{V}}$, $I_0 = 0{,}02$ μA; $R_d = 200\ \Omega$; $C_L = 3$ pF; $C_M = 5$ pF; $C_{\mathrm{LMA}} = 5$ pF.

Calculul. Prima etapă a calculului. Se cunosc din calculele anterioare $p_{22} = 23{,}5$; $p_{11\,urm} = 20{,}8$.

Găsim $C_L + C_M + C_{\mathrm{LMA}} = 13$ pF și obținem $C_t = 40$ pF.

Cu formulele (4.157), (6.34) și (4.170) găsim $L_c = 5{,}54$ μH; $p_2 = 0{,}271$, $p_{1\,urm} = 4{,}8 \cdot 10^{-2}$.

Cu formula (4.161) în care înlocuim C_c' prin $C_t - (C_L + C_M + C_{\mathrm{LMA}})$ determinăm $C_c'' = 564$ pF; $C_c''' = 28{,}4$ pF.

Adoptăm $C_c'' = 560$ pF $\pm$ 5%; $C_c''' = 27$ pF $\pm$ 5%.

Cu formula

$$R_\S = \frac{2\pi f_t L_c Q}{\dfrac{Q}{Q_e}\left(1 - \dfrac{1}{1+p_{22}} - \dfrac{1}{1+p_{11\,urm}}\right) - 1}$$

cu $Q = Q_{max} = 120$ obținem $R_\S = 21{,}6 \cdot 10^3\ \Omega$.

Cu formulele (4.163) și (3.1) găsim $R_{c0\,e} = 13{,}3 \cdot 10^3\ \Omega$; $A_0 = 5{,}2$.

A doua etapă a calculului. Cu formulele (6.36) găsim $i_{d\,init} = 3{,}09 \cdot 10^{-6}$ A.

Cu formula (6.37) găsim $I_{0\,max} = 0{,}386$ μA. Deoarece $i_d \gg I_{0\,max}$, diodele sînt bine alese.

Cu formulele (6 · 38) — (6 · 40) găsim: $R_s = 43{,}2$ kΩ, $u_{d2\,init} = 0{,}469$ V; $R = 290$ kΩ. Adoptăm

$$R_s = 43\ \Omega \pm 5\%, \quad R = 300\ \mathrm{k}\Omega \pm 5\%.$$

Cu formula (6.41) găsim $C_s = (2{,}3 \ldots 12) \cdot 10^{-6}$ F. Adoptăm $C_s = 3$ μF.

Cu formulele (6.32), (6.42), (6.30, a), (6.30) și (6.29) determinăm $U_{in\,M} = 0{,}612$ V, $V_M = 9{,}15$; $Q = 39$; $R_{ind\,r}/R_g = 0{,}62$; $K_{\mathrm{LMA}} = 0{,}07$.

Cu ajutorul curbei din fig. 6.22 obținem $B_0(V_M)/B_1(V_M) = 1{,}07$, după care cu formula (6.28) găsim $K_{\mathrm{LMA}} = 0{,}172$. Prin urmare, trebuie considerat $K_{\mathrm{LMA}} = 0{,}172$. Pentru a obține $K_{\mathrm{LMA}} = 0{,}15$, trebuie puțin mărit $U_{in\,M}$.

Capitolul 7

Calculul amplificatorului de audiofrecvență

7.1. Generalități

Rolul amplificatorului de audiofrecvență (AF) din radioreceptoare este de a amplifica semnalele de AF corespunzătoare vorbirii sau muzicii și de a furniza la ieșire o putere de AF suficient de mare pentru a acționa difuzorul (sau casca).

Amplificatorul de AF este format (vezi schema bloc din fig. 7.1) din amplificatorul de semnal mic (ASm) și amplificatorul de semnal mare (ASM).

Etajul final (ASM) necesită la intrarea sa tensiune (de ordinul volților) și putere (de ordinul waților) de excitație minime, care nu pot fi preluate direct de la demodulator, întrucît acesta furnizează semnal prea mic (zeci sau sute de milivolți). De aceea semnalul de AF obținut la ieșirea demodulatorului este amplificat mai întîi în amplificatorul de semnal mic și apoi aplicat la etajul final.

În receptoarele cu tranzistoare, ASm conține cel puțin două etaje, ultimul etaj din ASm (etajul prefinal) este și amplificator de putere (mică) necesară excitării etajului final, în timp ce restul etajelor din ASm sînt amplificatoare „de tensiune".

Blocul de AF din radioreceptoare poate funcționa și în mod independent pentru redarea programelor imprimate pe bandă de magnetofon și pe discuri; semnalele de AF furnizate în aceste cazuri de doza de picup sau de capul de magnetofon sînt de ordinul milivolților sau zecilor de milivolți.

În capitolul de față se prezintă proiectarea AAF monofonice; pentru probleme în legătură cu proiectarea AAF stereofonice cititorul se poate adresa la lucrarea [41].

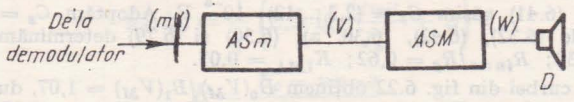


Fig. 7.1. Schema-bloc a amplificatorului de audiofrecvență.

Arhiva digitala SaDAng

7.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic

7.2.1. Indici principali și date inițiale pentru calculul AAF de semnal mic

Amplificatorul de semnal mic este în principal amplificator de tensiune; calculul său se face analitic, cu ajutorul schemelor echivalente ale tranzistoarelor și cu ajutorul parametrilor cuadripolari. Cel mai mult se folosesc parametrii hibrizi.

Pentru o bună funcționare ASm trebuie să satisfacă o serie de cerințe.

Amplificarea de tensiune A_u (în modul) este de dorit să fie mare și constantă în decursul timpului.

Banda de trecere trebuie să cuprindă o porțiune cît mai mare din spectrul de frecvențe audio transmise. În practică, în cel mai general caz, pentru reproducerea de înaltă calitate a vorbirii și muzicii este necesară o bandă de la 20 ... 30 Hz, pînă la 10 ... 15 kHz (aceasta corespunde radiodifuziunii cu semnale MF și transmisiei sunetului asociat programului de televiziune). În cazul funcționării cu semnale MA, banda de trecere poate fi cuprinsă între 50 ... 100 Hz și 10 kKz. Pentru reproducerea numai a vorbirii (spre ex. în receptoarele profesionale) este satisfăcătoare o bandă de trecere cuprinsă între 200—300 Hz și 2 000 Hz. Cînd se vorbește despre banda de trecere, se apreciază de fapt distorsiunile mărimii amplificării cu frecvența (așa numitele „distorsiuni de frecvență") în limite specificate prin neuniformitățile amplificării.

În ASm nu prezintă importanță apreciabilă distorsiunile de neliniaritate.

În calculul ASm (cu excepția etajului prefinal) se impun de obicei: mărimea semnalului de AF necesar la ieșire, mărimea amplificării de tensiune necesară (sau mărimea semnalului de la intrare), banda de trecere necesară (adică frecvențele minimă f_{min} și maximă f_{max}) și neuniformitățile corespunzătoare admise M_j și M_s. Se cunosc de obicei rezistența de intrare și capacitatea de intrare ale etajului următor celui calculat și mărimea tensiunii bateriei de alimentare E_c.

Prin proiectarea fiecărui etaj ASm trebuie: să se aleagă tranzistorul respectiv, să se stabilească punctul mediu de funcționare (și parametrii tranzistorului în punctul respectiv), să se calculeze piesele circuitului care formează etajul, astfel încît să se satisfacă cerințele impuse mai sus în condițiile de funcționare date; este necesar să se adopte soluții pentru micșorarea efectului dăunător al influenței variațiilor de temperatură asupra funcționării.

7.2.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic cu cuplaj prin rezistență-capacitate

Schema etajului care se calculează este prezentată în fig. 7.2.

Rezistențele R_1 și R_2, respectiv R_5 și R_6, servesc pentru polarizarea joncțiunilor emitor-bază ale tranzistorului T_1 (din etajul care se calculează) și T_2 (din etajul următor). R_3 este rezistența de colector a tranzistorului T_1. R_4 servește pentru reducerea influenței variațiilor de temperatură asupra funcționării etajului prin introducerea unei reacții negative în c.c. C_2 este condensator de cuplaj; C_1 decuplează rezistența R_4 pentru ca să nu se introducă de la această rezistență o reacție negativă și în c.a. care ar reduce amplificarea.

Amplificarea de tensiune a etajului în domeniul frecvențelor audio medii este dată de relația:

$$|A_{u0}| = -\frac{h_{21E}R_s}{h_{11E} + R_s\Delta h_E}, \tag{7.1}$$

în care: $-\Delta h_E = h_{11E}h_{22E} - h_{12E}h_{21E}$

— h_{11E}, h_{22E}, h_{12E}, h_{21E} sînt parametrii hibrizi (în schemă EC) ai tranzistorului T_1 în punctul mediu de funcționare;

— R_s este rezistența de sarcină totală a tranzistorului T_1 în circuitul de colector.

Rezistența R_s este dată de relația:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{in\,T_2}} \tag{7.2}$$

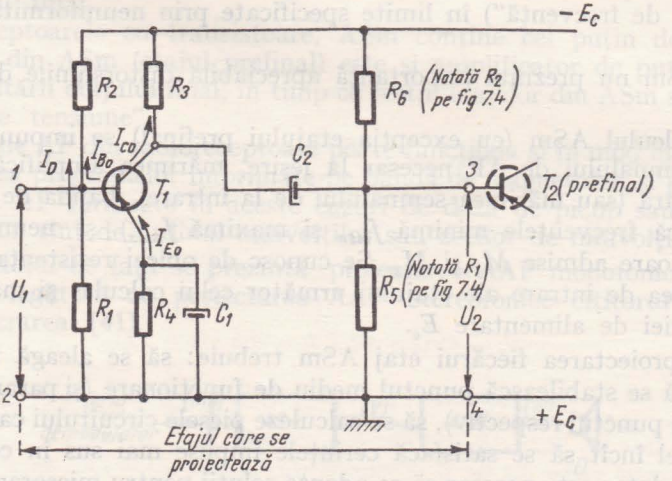


Fig. 7.2. Schema amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic cu cuplaj prin rezistență-capacitate.

Arhiva digitala SaDAng

și corespunde rezistenței echivalente din fig. 7.3, *a*; $R_{in\,T_2}$ este rezistența de intrare a tranzistorului T_2. Menționăm că dintre cele patru rezistențe care formează pe R_s, cea mai mică este de obicei $R_{in\,T_2}$, care este de ordinul sutelor de ohmi; de aceea din dorința de a mări A_{u0} nu are sens să se ia rezistența R_3 mai mare de cîțiva kiloohmi pentru că nu se obține creștere sensibilă a amplificării, în schimb ar crește pierderea de tensiune de c.c. la R_3 reducîndu-se tensiunea disponibilă la tranzistor U_{CE}.

În domeniul frecvențelor audio inferioare amplificarea de tensiune scade și este dată (în modul) de relația:

$$|A_{uj}| = \frac{|A_{u0}|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j C_2 R')^2}}} < |A_{u0}| \tag{7.3}$$

în care R' este rezistența echivalentă din fig. 7.3, *b* egală practic cu $R_3 + R_{in\,T_2}$ iar ω_j este pulsația pentru frecvențele audio inferioare.

Amplificarea relativă (în modul) la frecvențele audio inferioare se calculează cu formula:

$$\frac{1}{M_j} = \left|\frac{A_{uj}}{A_{u0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j C_2 R')^2}}} < 1, \tag{7.4}$$

în care M_j este neuniformitatea admisă.

Din relația (7.4) se deduce frecvența minimă f_{min} la care amplificarea $|A_{uj}|$ scade de M_j ori față de $|A_{u0}|$:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi C_2 R' \sqrt{M_j^2 - 1}}. \tag{7.5}$$

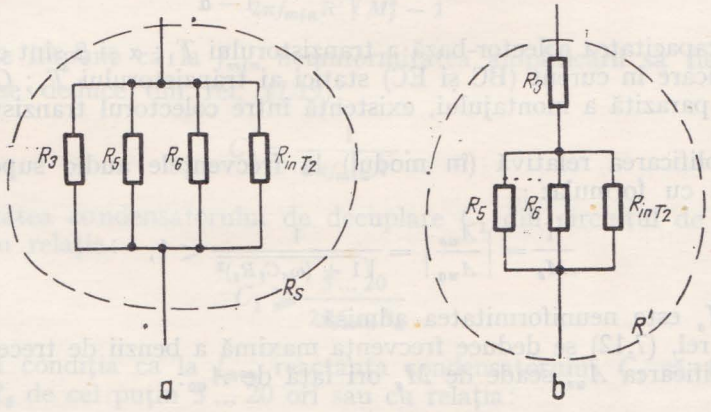


Fig. 7.3. Rezistențe echivalente auxiliare;
a — rezistența echivalentă R_s; *b* — rezistența echivalentă R'.

Dacă se admite ca la f_{min} amplificarea $|A_{uj}|$ să scadă față de $|A_{u0}|$ cu 3 dB (adică de 1,41 ori) atunci rel. (7.5) devine:

$$f_{min\,3\,dB} = \frac{1}{2\pi C_2 R'}. \tag{7.6}$$

Din rel. (7.5) și (7.6) se deduc relațiile de calcul pentru capacitatea de cuplaj C_2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} R' \sqrt{M_j^2 - 1}} \tag{7.7}$$

$$C_{2\,3dB} = \frac{1}{2\pi f_{min} R'}. \tag{7.8}$$

În domeniul frecvențelor audio superioare amplificarea de tensiune scade (față de domeniul frecvențelor audio medii) și este dată (în modul) de relația:

$$|A_{us}| = \frac{|A_{u0}|}{\sqrt{1 + (\omega_s C_t R_s)^2}} < |A_{u0}| \tag{7.9}$$

în care:

— ω_s este pulsația pentru frecvențele audio superioare;

— C_t este capacitatea totală în derivație pe ieșirea colector-emitor a tranzistorului.

Capacitatea C_t are valoarea:

$$C_t = C_{ieș} + C_m + C_{in\,T_2} \tag{7.10}$$

în care

$$C_{ieș} = C_{CB}(1 + \beta) = \frac{C_{CB}}{1 - \alpha}; \tag{7.11}$$

C_{CB} este capacitatea colector-bază a tranzistorului T_1; α și β sînt coeficienții de amplificare în curent (BC și EC) statici ai tranzistorului T_1; C_m este capacitatea parazită a montajului, existentă între colectorul tranzistorului T_1 și masă.

Amplificarea relativă (în modul) la frecvențele audio superioare se calculează cu formula:

$$\frac{1}{M_s} = \left|\frac{A_{us}}{A_{u0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_s C_t R_s)^2}} < 1, \tag{7.12}$$

în care M_s este neuniformitatea admisă.

Din rel. (7.12) se deduce frecvența maximă a benzii de trecere f_{max} la care amplificarea A_{us} scade de M_s ori față de A_{u0}:

$$f_{max} = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi C_t R_s}. \tag{7.13}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dacă se admite ca la f_{max} amplificarea $|A_{us}|$ să scadă față de $|A_{u0}|$ cu 3 dB (adică $M_s = \sqrt{2}$) atunci rel. (7.13) devine:

$$f_{max\,3dB} = \frac{1}{2\pi C_t R_s}. \tag{7.14}$$

Amplificarea de curent se deduce cu relațiile:
— la frecvențele audio medii:

$$|A_{i0}| = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_s} \tag{7.15}$$

— la frecvențele audio inferioare:

$$|A_{ij}| = \frac{|A_{i0}|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j C_2 R')^2}}} \tag{7.16}$$

— la frecvențele audio superioare:

$$|A_{is}| = \frac{|A_{i0}|}{\sqrt{1 + (\omega_s C_t R_s)^2}}. \tag{7.17}$$

Amplificarea de putere se deduce cu relația:

$$A_p = |A_{u0}|\,|A_{i0}|. \tag{7.18}$$

Capacitatea condensatorului de cuplaj C_2 se găsește cu următoarea formulă, dedusă din rel. (7.5):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} R' \sqrt{M_j^2 - 1}}. \tag{7.19}$$

Dacă se impune ca la f_{min} neuniformitatea amplificării să fie 3 dB ($M_j = \sqrt{2}$) se deduce din rel. (7.19):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} R'}. \tag{7.20}$$

Capacitatea condensatorului de decuplare C_1 din circuitul de emitor se găsește cu relația:

$$C_1 \geqslant \frac{5 \ldots 20}{2\pi f_{min} R_4} \tag{7.21}$$

care exprimă condiția ca la f_{min} reactanța condensatorului C_1 să fie mai mică decît R_4 de cel puțin 5 ... 20 ori sau cu relația:

$$C_1 \geqslant \frac{h_{21E}}{2\pi f_{min} h_{11E}}, \tag{7.21 a}$$

care exprimă condiția ca la f_{min} mărimea amplificării să nu scadă (din cauza prezenței condensatorului C_1) față de amplificarea de la frecvențele medii.

Mărimea rezistenței R_4 se găsește cu relația:

$$R_4 = \frac{U_{E0}}{I_{E0}} = \frac{U_{E0}}{I_{C0} + I_{B0}} \approx \frac{U_{E0}}{I_{C0}}, \tag{7.22}$$

în care U_{E0} este tensiunea dintre emitor și masă iar I_{E0}, I_{C0}, I_{B0} sînt curenții tranzistorului (toate valorile se referă la punctul mediu de funcționare). Rezistența de sarcină R_3 se găsește cu relația:

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{C0}} = \frac{E_c - U_{E0} - U_{CE0}}{I_{C0}} \tag{7.23}$$

în care U_{CE0} este tensiunea dintre colectorul și emitorul tranzistorului T_1.

Rezistențele de polarizare R_1 și R_3 se găsesc cu relațiile:

$$R_1 = \frac{R_4 I_{E0} - U_{BE0}}{I_D} \approx \frac{R_4 I_{C0} - U_{BE0}}{I_D} = \frac{U_{E0} - U_{BE0}}{I_D} \tag{7.24}$$

$$R_2 = \frac{E_c - R_1 I_D}{I_D + I_{B0}} \tag{7.25}$$

în care:

I_D este curentul care circulă prin rezistențele R_1 și R_2 (v. fig. 7.2);

U_{BE0} este tensiunea dintre bază și emitor în punctul mediu de funcționare.

Coeficientul de stabilitate al schemei față de influența variațiilor de temperatură se determină cu relația:

$$S = \frac{1}{1 + \frac{\beta R_4}{R_{ech} + R_4}} < 1 \tag{7.26}$$

în care

$$R_{ech} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \tag{7.27}$$

este de dorit ca valoarea S să fie cît mai mică.

Valoarea rezistenței de intrare a tranzistorului (necesară pentru calculul etajului precedent) se deduce cu formula:

$$R_{in\,T_1} = \frac{h_{11E} + \Delta h_E R_s}{1 + h_{22E} R_s}. \tag{7.28}$$

Exemplu. Se cere să se proiecteze un etaj amplificator de audiofrecvență *RC* de semnal mic pentru care se impun: $E_c = 9$ V; amplificarea de tensiune A_{u0} să fie cel puțin egală cu 25; banda de trecere: între frecvențele $f_{min} = 80$ Hz și $f_{max} = 14$ kHz, neuniformitatea de amplificare să nu fie mai mare de un decibel ($M = 1{,}12$). De la etajul următor se știe: se folosește un tranzistor (T_2 pe fig. 7.2) cu $R_{in\,T_2} = 1\,000\ \Omega$ și $C_{in\,T_2} = 60$ pF; rezistențele de polarizare R_5 și R_6 au valorile: $R_5 = 7$ kΩ și $R_6 = 30$ kΩ.

Arhiva digitala SaDAng

Calculul. Se alege tranzistorul AC 183 în punctul de funcționare cu: $U_{CE0} = -5$ V; $I_{C0} = 1{,}5$ mA; $I_{B0} = 10$ μA; $U_{BE0} = -100$ mV; parametrii hibrizi în acest punct sînt: $h_{11E} = 1{,}7$ kΩ, $h_{21E} = \beta = 75$, $h_{12E} = 5{,}6 \cdot 10^{-4}$, $h_{22E} = 2{,}7 \cdot 10^{-5}$ S; $\Delta h_E = 0{,}4 \cdot 10^{-2}$. Tranzistorul are $C_{CB} = 80$ pF.

Impunem ca tensiunea dintre emitor și masă U_{E0} să fie 0,5 V; rezultă — rel. (7.21) — valoarea R_4:

$$R_4 \approx \frac{U_{E0}}{I_{C0}} = \frac{0{,}5}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 330\ \Omega.$$

Se deduce — cu rel. (7.22) — valoarea R_3:

$$R_3 = \frac{E_C - U_{E0} - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{9 - 0{,}5 - 5}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 2{,}3\ \text{k}\Omega.$$

Se calculează conform fig. 7.3 rezistențele echivalente R_s și R'.

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{in\,T2}} = \frac{1}{2{,}3 \cdot 10^3} + \frac{1}{7 \cdot 10^3} + \frac{1}{30 \cdot 10^3} + \frac{1}{10^3} = 1{,}612 \cdot 10^{-3},$$

deci $R_s = 620\ \Omega$.

Se găsește $R' = 3\,155\ \Omega$.

Se calculează C_t — rel. (7.10) — în care se apreciază $C_m \approx 30$ pF:

$$C_t = C_{CB}(1 + \beta) + C_m + C_{in\,T2} = 80 \cdot 10^{-12}(1 + 75) + 30 \cdot 10^{-12} + 60 \cdot 10^{-12} = 6\,100\ \text{pF}.$$

Se calculează amplificările de tensiune, curent și putere la frecvențele audio medii — rel. (7.1), (7.15), (7.18):

$$|A_{u0}| = \frac{h_{21E} R_s}{h_{11E} + \Delta h_E R_s} = \frac{75 \cdot 620}{1{,}7 \cdot 10^3 + 0{,}4 \cdot 10^{-2} \cdot 620} = 27{,}5$$

(această valoare satisface cerințele impuse);

$$|A_{i0}| = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_s} = \frac{75}{1 + 2{,}7 \cdot 10^{-5} \cdot 620} = 74;$$

$$A_p = |A_{u0}|\,|A_{i0}| = 27{,}5 \cdot 74 = 2030.$$

Calculăm capacitatea condensatorului de cuplaj C_2 — rel. (7.19):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} R' \sqrt{M_j^2 - 1}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 3{,}155 \cdot 10^3 \sqrt{1{,}12^2 - 1}} = 1{,}2\ \mu\text{F}.$$

Se poate lua un condensator electrolitic C_2 de cîțiva microfarazi, cu tensiune de lucru de 10—20 V.

Calculăm neuniformitatea amplificării la $f_{max} = 14$ kHz — rel. (7.12):

$$M_s = \sqrt{1 + (\omega_s C_t R_s)^2} = \sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 14 \cdot 10^3 \cdot 6100 \cdot 10^{-12} \cdot 620)^2} = 1{,}06\ (0{,}5\ \text{dB}),$$

ceea ce înseamnă că practic, în banda de trecere impusă, amplificarea rămîne aproape constantă pînă la frecvența maximă impusă de 14 kHz. De altfel, se poate verifica — cu rel. (7.13) — frecvența la care amplificarea scade în realitate de $M_s = 1{,}12$ ori:

$$f_{max\,real} = \frac{\sqrt{1 \cdot 12^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 6100 \cdot 10^{-2} \cdot 620} = 21\ \text{kHz}$$

și care este mai mare decît cea impusă de 14 kHz.

Calculăm capacitatea condensatorului de decuplare C_1 cu rel. (7.21):

$$C_1 \geqslant \frac{15}{2\pi f_{min} R_4} = \frac{15}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 330} = 90\ \mu\text{F},$$

sau cu rel. (7.21 a)

$$C_1 \geqslant \frac{h_{21E}}{2\pi f_{min} h_{11E}} = \frac{75}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 1{,}7 \cdot 10^3} = 88\ \mu\text{F}.$$

Se poate lua C_1 de 100 μF cu tensiune de lucru de 6—10 V. În exemplele numerice care vor urma în acest capitol se va calcula capacitatea C_1 numai printr-una din rel. (7.21) sau (7.21 a).

Calculăm valorile rezistențelor R_1 și R_2 — rel. (7.24), (7.27) — adoptînd pentru I_D valoarea $I_D = 20\, I_{B0} = 20 \cdot 10.10^{-6} = 200\ \mu\text{A}$.

$$R_1 = \frac{U_{E0} - U_{BE0}}{I_D} = \frac{0{,}5 - 0{,}1}{200 \cdot 10^{-6}} = 2\ \text{k}\Omega.$$

$$R_2 = \frac{E_C - R_1 I_D}{I_D + I_{B0}} = \frac{9 - 2 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6}} = 41\ \text{k}\Omega.$$

Calculăm coeficientul de stabilitate al etajului — rel. (7.26) — în care:

$$R_{ech} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2 \cdot 41}{2 + 41} = 1{,}9\ \text{k}\Omega.$$

$$S = \frac{1}{1 + \dfrac{\beta R_4}{R_{ech} + R_4}} = \frac{1}{1 + \dfrac{75.0{,}33}{1{,}9 + 0{,}33}} = \frac{1}{12{,}2} = 0{,}082.$$

Se obține o stabilizare satisfăcătoare.

Calculăm rezistența de intrare a trnazistorului — rel. (7.28):

$$R_{in\,T_1} = \frac{h_{11E} + \Delta h_E R_s}{1 + h_{22E} R_s} = \frac{1{,}7 \cdot 10^3 + 0{,}4 \cdot 10^{-2} \cdot 620}{2{,}7 \cdot 10^{-5} \cdot 620} = h_{11E} = 1700\ \Omega.$$

Această rezistență va fi utilizată la proiectarea etajului precedent sau a demodulatorului (dacă etajul amplificator proiectat este primul din amplificatorul de AF).

7.2.3. Calculul amplificatorului prefinal cuplat direct cu etajul final

Acest etaj (fig. 7.4), echipat cu tranzistorul T_1, prezintă avantajul că are schemă foarte simplă (fără condensator sau transformator de cuplaj) și are bandă de trecere foarte largă. La proiectarea acestui etaj se cunosc (sînt impuse) de la calculul etajului final următoarele: rezistența R_g de ieșire a etajului prefinal; rezistența de intrare a etajului final $R_{in\,f}$ semnalul e_g pe care trebuie să-l furnizeze etajul prefinal la intrarea etajului final. Se mai știu: banda de trecere (f_{min}, f_{max}, M_j, M_s), tensiunea bateriei E_c. Admițînd $R_g = 500\ \Omega$, $e_g = 0{,}2$ V, $R_{in\,f} = 370\ \Omega$, $E_c = 9$ V se folosește tranzistorul EFT 323 în punctul static de funcționare: $U_{CE0} = 0{,}49$ V, $I_{c0} = 17$ mA, $U_{BE0} = 0{,}24$ V, $I_{B0} = 0{,}25$ mA pentru care parametrii h_E au valorile: $h_{11E} = 1\,500\ \Omega$; $h_{21E} = 150$; $h_{12E} = 0{,}4.10^{-3}$; $h_{22E} = 42 \cdot 10^{-6}$S; $\Delta h_E = 3 \cdot 10^{-5}$.

Arhiva digitala SaDAng

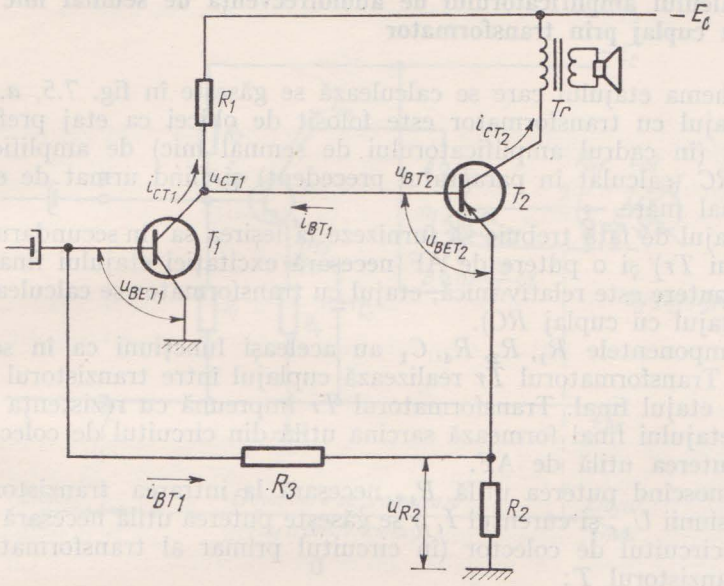


Fig. 7.4. Schema etajului prefinal cuplat direct cu etajul final.

Tensiunea u_{R_3}, care participă la stabilizarea funcționării față de temperatură trebuie să fie mică față de $U_{BE_0T_1}$; de aceea:

$$R_3 < \frac{U_{BE_0T_1}}{(10 \dots 20)\, I_{B_0T_1}} = \frac{0{,}24}{(10 \dots 20)\, 0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 100 \dots 50\ \Omega$$

Se adoptă $R_3 = 75\ \Omega$.

Se dimensionează R_1 astfel ca la colectorul tranzistorului T_1 să existe (față de masă) tensiunea egală cu tensiunea (față de masă) de la baza tranzistorului T_2:

$$U_{CE_0T_1} = U_{BT_2} = E_C - R_1 I_{C_0T_1}$$

Se deduce de aci:

$$R_1 = \frac{E_C - U_{BT_2}}{I_{C_0T_1}} = \frac{E_C - U_{CE_0T_1}}{I_{C_0T_1}} = \frac{9 - 0{,}49}{17 \cdot 10^{-3}} = 500\ \Omega,$$

valoare care coincide cu valoarea R_g impusă.

Rezistența de sarcină totală (efectivă) din circuitul de colector al rezistorului prefinal T_1 este:

$$R_s = R_1 \parallel R_{in\,f} = 500 \parallel 370 = 212\ \Omega$$

și cu ea se calculează performanțele etajului prefinal:

$$A_{u_0} = -\frac{h_{21E} R_s}{h_{11E} + \Delta h_E R_s} = \frac{150 \cdot 212}{1\,500 + 3 \cdot 10^{-5} \cdot 212} = 21{,}2$$

$$A_{i_0} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_s} \approx 150 = h_{21E}.$$

7.2.4. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic cu cuplaj prin transformator

Schema etajului care se calculează se găsește în fig. 7.5, *a*.

Etajul cu transformator este folosit de obicei ca etaj prefinal, fiind precedat (în cadrul amplificatorului de semnal mic) de amplificatorul cu cuplaj *RC* (calculat în paragraful precedent) și fiind urmat de etajul final de semnal mare.

Etajul de față trebuie să furnizeze la ieșirea sa (în secundarul transformatorului *Tr*) și o putere de AF necesară excitației etajului final; întrucît această putere este relativ mică, etajul cu transformator se calculează analitic (ca și etajul cu cuplaj *RC*).

Componentele R_1, R_2, R_4, C_1 au aceleași funcțiuni ca în schema din fig. 7.2. Transformatorul *Tr* realizează cuplajul între tranzistorul amplificator *T* și etajul final. Transformatorul *Tr* împreună cu rezistența de intrare R_{inf} a etajului final formează sarcina utilă din circuitul de colector în care apare puterea utilă de AF.

Cunoscînd puterea utilă P_{if} necesară la intrarea tranzistorului final (sau tensiunii U_{if} și curentul I_{if}) se găsește puterea utilă necesară a fi debitată în circuitul de colector (în circuitul primar al transformatorului) de către tranzistorul *T*:

$$P_{uc} = \frac{P_{if}}{\eta_{Tr}}, \tag{7.29}$$

în care η_{Tr} este randamentul transformatorului *Tr*.

În tabelul 7.1 (valabil și pentru etajele de semnal mare) se prezintă orientativ valorile randamentului η_{Tr} pentru diferite puteri de lucru.

Tabelul 7.1

Puterea de ieșire	η_{Tr}
Mai mică de 1 W	0,65—0,75
1—10 W	0,7 —0,8
10—100 W	0,75—0,9

Rezistența de sarcină în curent alternativ în circuitul de colector (între punctele *AB* pe fig. 7.5) este:

$$R_s = R_{AB} = \frac{U_c^2}{2P_{uc}}, \tag{7.30}$$

în care U_c este amplitudinea tensiunii alternative de la colector (din primarul transformatorului).

Arhiva digitala SaDAng

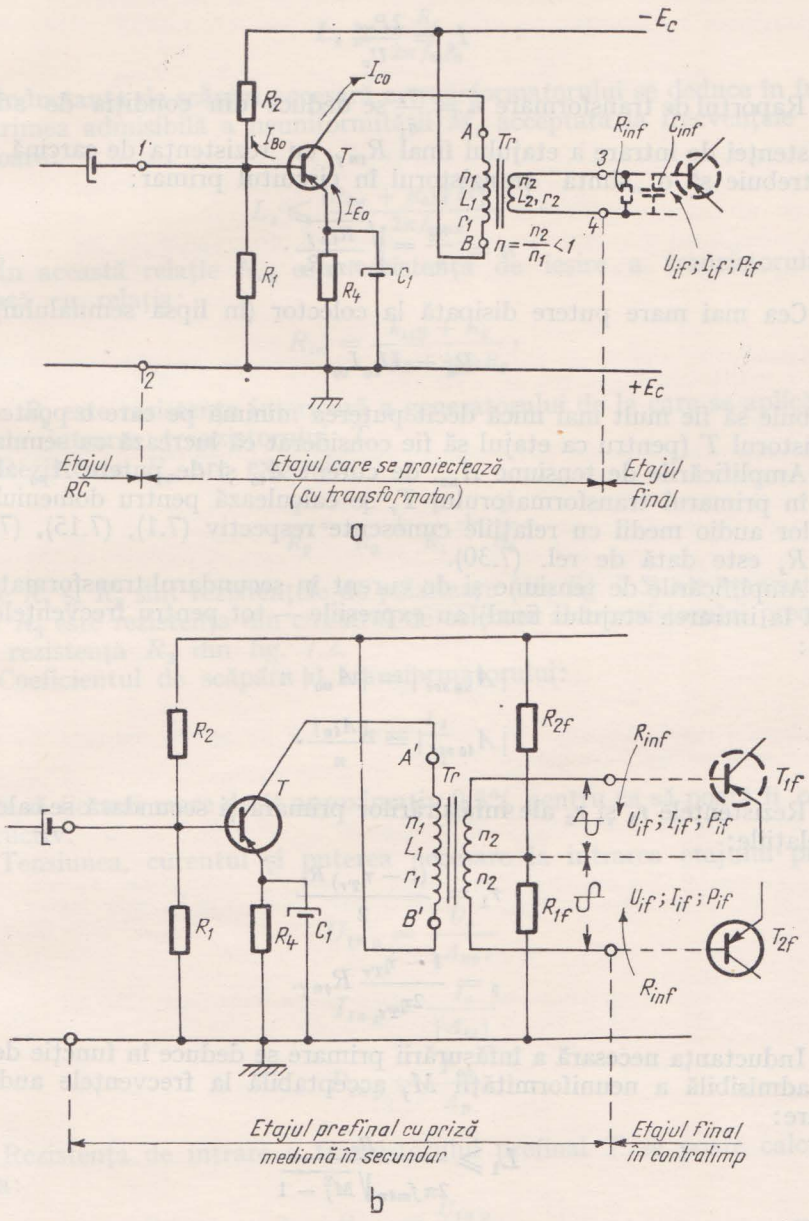


Fig. 7.5. Schema amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic cu cuplaj prin transformator.

Amplitudinea curentului alternativ de colector se calculează cu formula:

$$I_c = \frac{2P_{uc}}{U_c}. \tag{7.31}$$

Raportul de transformare $n = \frac{n_2}{n_1}$ se deduce din condiția de adaptare a rezistenței de intrare a etajului final R_{inf} cu rezistența de sarcină R_s pe care trebuie să o „simtă" tranzistorul în circuitul primar:

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_{inf}}{\eta_{Tr} R_s}}. \tag{7.32}$$

Cea mai mare putere disipată la colector (în lipsa semnalului) este:

$$P_d = U_{c0} I_{c0} \tag{7.33}$$

și trebuie să fie mult mai mică decît puterea minimă pe care o poate disipa tranzistorul T (pentru ca etajul să fie considerat că lucrează cu semnal mic)

Amplificările de tensiune A_{uo}, de curent A_{io} și de putere A_{po} ale etajului în primarul transformatorului T_r se calculează pentru domeniul frecvențelor audio medii cu relațiile cunoscute respectiv (7.1), (7.15), (7.18) în care R_s este dată de rel. (7.30).

Amplificările de tensiune și de curent în secundarul transformatorului, (adică la intrarea etajului final) au expresiile — tot pentru frecvențele audio medii:

$$|A_{uo\,sec}| = |A_{uo}|\, n \tag{7.34}$$

$$|A_{io\,sec}| = \frac{|A_{io}|}{n}. \tag{7.35}$$

Rezistențele r_1 și r_2 ale înfășurărilor primară și secundară se calculează cu relațiile:

$$r_1 = \frac{(1 - \eta_{Tr}) R_s}{2} \tag{7.36}$$

$$r_2 = \frac{1 - \eta_{Tr}}{2\eta_{Tr}} R_{inf}. \tag{7.37}$$

Inductanța necesară a înfășurării primare se deduce în funcție de mărimea admisibilă a neuniformității M_j acceptabilă la frecvențele audio inferioare:

$$L_1 \geqslant \frac{R_e}{2\pi f_{min} \sqrt{M_j^2 - 1}} \tag{7.38}$$

în care

$$R_e \approx R_s - R_1. \tag{7.39}$$

Arhiva digitala SaDAng

Pentru $M_j = \sqrt{2}$ (adică 3 dB) relația (7.38) devine:

$$L_1 \geqslant \frac{R_e}{2\pi f_{min}}. \tag{7.40}$$

Inductanța de scăpări necesară a transformatorului se deduce în funcție de mărimea admisibilă a neuniformității M_s acceptată la frecvențele audio superioare:

$$L_s \leqslant \frac{(R_{ieș} + R_g)\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi f_{max}}. \tag{7.41}$$

În această relație $R_{ieș}$ este rezistența de ieșire a tranzistorului T, calculată cu relația:

$$R_{ieș} = \frac{h_{11E} + R_g}{\Delta h_E + h_{22E} R_g}, \tag{7.42}$$

în care R_g este rezistența interioară a generatorului de la care se aplică semnalul la intrarea tranzistorului T.

Rezistența R_g are expresia:

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}, \tag{7.43}$$

în care R_1 și R_2 sînt rezistențele de polarizare (din fig. 7.5) ale tranzistorului T, iar R_3 este rezistența din circuitul de colector al tranzistorului precedent, adică rezistența R_3 din fig. 7.2.

Coeficientul de scăpări al transformatorului:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} \tag{7.44}$$

trebuie să fie mai mare decît aproximativ 0,5% pentru ca să poată fi realizat constructiv.

Tensiunea, curentul și puterea necesare la intrarea etajului prefinal sînt:

$$U_{in\,p} = \frac{U_c}{|A_{u0}|} \tag{7.45}$$

$$I_{in\,p} = \frac{I_c}{|A_{i0}|} \tag{7.46}$$

$$P_{in\,p} = \frac{P_{uc}}{A_p}. \tag{7.47}$$

Rezistența de intrare a tranzistorului prefinal T se poate calcula cu relația:

$$R_{in\,p} = \frac{U_{in\,p}}{I_{in\,p}} \tag{7.48}$$

sau cu relația cunoscută (7.28) în care toate mărimile parametrilor precum și valoarea R_s sînt cele aferente tranzistorului prefinal T.

Mărimea rezistenței R_4 (fig. 7.4) se deduce cu relația:

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_{E0}} = \frac{E_C - r_1 I_{C0} - U_{CE0}}{I_{E0}} \approx \frac{E_C - r_1 I_{C0} - U_{CE0}}{I_{E0}}. \qquad (7.49)$$

Valorile rezistențelor de polarizare R_1 și R_2 (fig. 7.5, *a)* se calculează respectiv cu relațiile cunoscute (7.24) și (7.25), în care se introduc bine înțeles mărimile aferente etajului de față.

Coeficientul de stabilitate se calculează cu relația (7.26).

Capacitatea condensatorului C_1 (fig. 7.5, *a)* se calculează cu relația (7.21).

Exemplu. Se cere să se proiecteze etajul amplificator de audiofrecvență prefinal din fig. 7.5, *a*, pentru care se impune; $E_C = 9$ V; $P_{if} = 8$ mW; $R_{inf} = 180\ \Omega$; banda de trecere este cuprinsă între $f_{min} = 130$ Hz și $f_{max} = 8\,000$ Hz cu neuniformitate maximă $M_s = M_j = 1{,}12$ (1 dB).

Calculul. Alegem pentru etajul prefinal tranzistorul AC 183 care are puterea disipată maximă de 250 mW, mult mai mare decît puterile cu care va funcționa în etaj. Stabilim următorul punct mediu de funcționare al tranzistorului: $U_{CE0} = -6$ V; $U_{BE0} = 0{,}14$ V; $I_{C0} = 5$ mA; $I_{B0} = 40\ \mu$A. În acest punct de funcționare tranzistorul are $h_{11E} = 600\ \Omega$; $h_{12E} = 2{,}4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21E} = \beta = 80$; $h_{22E} = 8{,}1 \cdot 10^{-5}$ S; $\Delta h_E = 2{,}94 \cdot 10^{-2}$; $C_{CB} = 80$ pF.

Calculăm puterea utilă pe care trebuie să o producă tranzistorul în circuitul de colector (în circuitul primar) — rel. (7.29) — adoptînd $\eta_{Tr} = 0{,}7$;

$$P_{uc} = \frac{P_{if}}{\eta_{Tr}} = \frac{8}{0{,}7} = 11{,}4 \text{ mW}.$$

Adoptăm pentru amplitudinea tensiunii alternative de colector valoarea $U_c = 5$ V; se deduce amplitudinea curentului de colector:

$$I_C = \frac{2P_{uC}}{U_C} = \frac{2 \cdot 11{,}4 \cdot 10^{-3}}{5} = 4{,}5 \text{ mA}.$$

Se verifică dacă tranzistorul funcționează în regim de semnal mic. Puterea maximă disipată efectiv de tranzistor la colector (fără semnal) — rel. (7.33) — este:

$$P_d = U_{C0} I_{C0} = 6 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ mW}$$

și este mult mai mică decît puterea pe care o poate disipa tranzistorul (250 mW).

Rezistența de sarcină pe care o „simte" tranzistorul în circuitul de colector este — rel. (7.30):

$$R_s = \frac{U_C^2}{2P_{uC}} = \frac{5^2}{2 \cdot 11{,}4 \cdot 10^{-3}} = 1\,100\ \Omega.$$

Raportul de transformare — rel. (7.30):

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_{inf}}{\eta_{Tr} R_s}} = \sqrt{\frac{180}{0{,}7 \cdot 1\,100}} \approx \frac{1}{2{,}1} = 0{,}48$$

Arhiva digitala SaDAng

Amplificările de tensiune, de curent și de putere în primarul transformatorului (amplificările de la baza la colectorul tranzistorului T) pentru domeniul frecvențelor audio medii sînt — rel. (7.1), (7.15), (7.18):

$$|A_{u0}| = \frac{h_{21E}R_s}{h_{11E} + E_s\Delta h_E} = \frac{80 \cdot 1{,}1 \cdot 10^3}{0{,}6 \cdot 10^3 + 1{,}1 \cdot 10^3 \cdot 2{,}94 \cdot 10^{-2}} = 140$$

$$|A_{i0}| = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E}R_s} = \frac{80}{1 + 8{,}1 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}1 \cdot 10^3} = 74$$

$$A_p = |A_{u0}|\,|A_{i0}| = 140 \cdot 74 \approx 10\,400.$$

Amplificările (tot pentru frecvențe audio medii) în secundarul transformatorului (deci amplificările întregului etaj — de la baza tranzistorului prefinal T pînă la baza tranzistorului final) sînt — conform rel. (7.34), (7.35):

$$|A_{u0\,sec}| = |A_{u0}|\,n = 140 \cdot 0{,}48 = 67$$

$$|A_{i0\,sec}| = \frac{|A_{i0}|}{n} = \frac{74}{0{,}48} = 154.$$

Rezistențele înfășurărilor transformatorului au mărimile — conf. rel. (7.36) și (7.37):

$$r_1 = \frac{(1 - \eta_{Tr})\,R_s}{2} = \frac{(1 - 0{,}7) \cdot 1{,}1 \cdot 10^3}{2} = 165\ \Omega$$

$$r_2 = \frac{1 - \eta_{Tr}}{2\eta_{Tr}}\,R_{inf} = \frac{1 - 0{,}7}{2 \cdot 0{,}7}\,180 \approx 38\ \Omega.$$

Se găsește inductanța L_1 — rel. (7.38):

$$L_1 \geqslant \frac{R_s - r_1}{2\pi f_{min}\sqrt{M_j^2 - 1}} = \frac{1{,}1 \cdot 10^3 - 0{,}165{,}10^3}{6{,}28 \cdot 130\sqrt{1{,}12^2 - 1}} \approx 2\ \text{H}.$$

Găsim — cu rel. (7.49) — mărimea rezistenței R_4 din fig. 7.5:

$$R_4 = \frac{E_C - r_1 I_{C0} - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{9 - 165 \cdot 5 \cdot 10^{-3} - 6}{5 \cdot 10^{-3}} = 435\ \Omega.$$

Calculăm cu rel. (7.24) și (7.25) rezistențele de polarizare R_1 și R_2 (fig. 7.5, *a*) adoptînd valoarea $I_D = 10\,I_{B0} = 10 \cdot 40 = 400$ μA:

$$R_1 = \frac{R_4 I_{C0} - U_{BE0}}{I_D} = \frac{0{,}435 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} - 0{,}14}{0{,}4 \cdot 10^{-3}} \approx 5\,000\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{E_C - R_1 I_D}{I_D + I_{B0}} = \frac{9 - 5 \cdot 10^3 \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-3}}{400 \cdot 10^{-6} + 40 \cdot 10^{-6}} = 16\ \text{k}\Omega.$$

Calculăm cu rel. (7.43) rezistența R_g, în care R_3 este rezistența din circuitul de colector al tranzistorului precedent și este adoptată $R_3 = 2{,}3$ kΩ, conform exemplului din paragraful 7.2.2:

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{2{,}3 \cdot 10^3} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{16 \cdot 10^3} = 0{,}698 \cdot 10^{-3}\ S.$$

de unde se obține:

$$R_g = 1\,430\ \Omega.$$

Calculăm — cu rel. (7.42) — rezistența de ieșire a tranzistorului:

$$R_{ieș} = \frac{h_{11E} + R_g}{\Delta h_E + h_{22E} R_g} = \frac{0{,}6 \cdot 10^3 + 1{,}43 \cdot 10^3}{2 \cdot 94 \cdot 10^{-2} + 8{,}1 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}43 \cdot 10^3} = 14\ \text{k}\Omega.$$

Cu rel. (7.41) găsim inductanța de scăpări:

$$L_s \leqslant \frac{(R_{ieș} + R_s)\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi f_{max}} = \frac{(14 \cdot 10^3 + 1{,}1 \cdot 10^3)\sqrt{1{,}12^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 8 \cdot 10^3} = 0{,}14\ \text{H}.$$

Calculăm cu rel. (7.27):

$$R_{ech} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5 \cdot 16}{5 + 16} = 3{,}8\ \text{k}\Omega,$$

și apoi cu rel. (7.26) stabilitatea etajului:

$$S = \frac{1}{1 + \dfrac{\beta R_4}{R_{ech} + R_4}} = \frac{1}{1 + \dfrac{80 \cdot 0{,}435 \cdot 10^3}{3{,}8 \cdot 10^3 + 0{,}435 \cdot 10^3}} = \frac{1}{9{,}2} = 0{,}108$$

care este satisfăcătoare.

Tensiunea, curentul și puterea necesare la intrarea etajului — rel. (7.45), (7.46), (7.47) — sînt:

$$U_{in\,p} = \frac{U_C}{|A_{u0}|} = \frac{5}{140} = 0{,}036\ \text{V} = 36\ \text{mV}$$

$$I_{in\,p} = \frac{I_C}{|A_{i0}|} = \frac{4{,}5 \cdot 10^{-3}}{75} = 60\ \mu\text{A}$$

$$P_{in\,p} = \frac{P_{uC}}{A_p} = \frac{11{,}4 \cdot 10^{-3}}{1{,}04 \cdot 10^4} = 1{,}1\ \mu\text{W}.$$

Rezistența de intrare a tranzistorului prefinal — rel. (7.48) — este:

$$R_{in\,p} = \frac{U_{in\,p}}{I_{in\,p}} = \frac{36 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 10^{-6}} = 600\ \Omega$$

Calculînd $R_{in\,p}$ cu rel. (7.28):

$$R_{in\,p} = \frac{h_{11E} + \Delta h_E R_s}{1 + h_{22E} R_s} = \frac{0{,}6 \cdot 10^3 + 2{,}94 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}1 \cdot 10^3}{1 + 8{,}1 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}1 \cdot 10^3} = 600\ \Omega$$

se obține aceeași valoare ca mai sus, pe calea aceasta făcîndu-se și o verificare a exactității calculelor.

Amplificatorul prezentat în paragraful de față (fig. 7.5, *a*) este folosit ca etaj prefinal atunci cînd etajul final funcționează în clasă A. Cînd etajul final funcționează în contratimp (v. par. 7.3) etajul prefinal trebuie să furnizeze la ieșirea sa două tensiuni de semnal, egale cu mărime și în opoziție de

Arhiva digitala SaDAng

fază. Cînd cuplajul dintre etajele prefinal și final este realizat prin transformator, atunci se folosește, în principiu, tot schema din fig. 7.5, *a* dar avînd în secundarul transformatorului priză mediană (fig. 7.5, *b*).

Față de calculele prezentate pentru schema din fig. 7.5, *a* în cazul de față apar cîteva diferențe. Dacă puterea solicitată la intrare de fiecare din tranzistoarele finale este P_{if}, atunci puterea necesară, care trebuie furnizată de tranzistorul prefinal T în circuitul de colector (în primarul transformatorului) va fi dublă față de fig. 7.5, *a* [a se compara cu rel. (7.29)]:

$$P'_{uC} = 2\frac{P_{if}}{\eta_{Tr}}. \tag{7.50}$$

Cu această putere utilă se determină rezistența de sarcină R'_s pe care trebuie să o „simtă" tranzistorul T în circuitul de colector a se compara cu rel. (7.30):

$$R'_s = R_{A'B'} = \frac{U_C^2}{2P'_{uC}}. \tag{7.51}$$

Raportul de transformare se determină în cazul de față cu formula (a se compara cu rel. (7.32):

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_{inf}}{2\eta_{Tr}R'_s}}, \tag{7.52}$$

în care $\frac{n_2}{n_1}$ este raportul de transformare dintre o jumătate de secundar și primar, iar R_s este dată de rel. (7.51).

În rest, calculele etajului din fig. 7.5, *b* se efectuează așa cum s-a arătat pentru schema din fig. 7.5, *a*.

7.2.5. Calculul amplificatorului prefinal cu sarcina distribuită în colector și în emitor

Cînd etajul final este în contratimp (pentru puteri nu prea mari) pentru obținerea celor două tensiuni de excitație în opoziție de fază în etajul prefinal se folosește uneori nu cuplajul prin transformator cu priză mediană (ca în fig. 7.5,*b*), ci schema (fără transformator) din fig. 7.6 în care indicii *f* se referă la etajul final. Față de schema din fig. 7.2, în cazul de față lipsește condensatorul C_1 iar tensiunea de ieșire se ia nu numai de la colector ($u_{ieș\,1}$) ci și de la emitor ($u_{ieș\,2}$) printr-un cuplaj RC ca și la colector. Pentru ca tensiunile de ieșire să fie egale ca mărime se ia $R_3 = R_4$. Datorită reacției negative puternice introdusă de prezența rezistenței R_4 (nedecuplată) amplificarea de tensiune este mai mică decît unitatea atît pentru ieșirea de colector ($U_{ieș\,1} < U_{in}$) cît și pentru cea de emitor ($U_{ieș\,2} < U_{in}$).

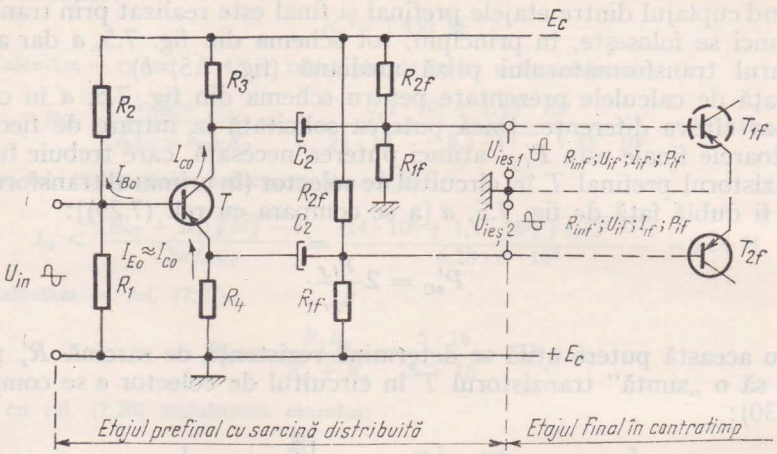


Fig. 7.6. Schema amplificatorului prefinal cu sarcina distributivă în colector și în emitor.

După ce se alege tranzistorul T, se stabilește punctul mediu de funcționare al acestuia, astfel încît tensiunea U_{CE_0} să fie:

$$U_{CE_0} \approx 0{,}4\ E_C. \tag{7.53}$$

Cunoscînd la punctul mediu de funcționare valoarea I_{C_0} se determină valorile rezistențelor de sarcină R_3 și R_4:

$$R_3 = R_4 = 0{,}3\,\frac{E_C}{I_{C_0}}, \tag{7.54}$$

astfel încît la ele să se distribuie tensiuni de cc egale cu 0,3 E_C.

Se obțin pentru R_3 și R_4 valori de ordinul sutelor de ohmi.

Amplificările de tensiune (pentru frecvențele audio medii) se calculează cu relațiile:

— la ieșirea din colector

$$A_{uC} = \frac{U_{ieș\,1}}{U_{in}} \approx -\frac{h_{21E}R_3}{h_{11E} + (1 + h_{21E})R_4} \lesssim 1; \tag{7.55}$$

— la ieșirea din emitor

$$A_{uE} = \frac{U_{ieș\,1}}{U_{in}} = \frac{(1 + h_{21E})\,R_4}{h_{11E} + (1 + h_{21E})\,R_4} \lesssim 1. \tag{7.56}$$

Rezistența de intrare a tranzistorului se calculează cu formula:

$$R_{in} \approx h_{11E} + (1 + h_{21E})\,R_4. \tag{7.57}$$

Arhiva digitala SaDAng

Rezistențele de ieșire ale tranzistorului se calculează cu formulele:
— la ieșirea din colector:

$$R_{ieșC} \approx \left(1 + \frac{h_{21E}R_4}{h_{11E} + R_g + R_4}\right) \frac{1}{h_{22E}}; \tag{7.58}$$

— la ieșirea din emitor:

$$R_{ieșE} \approx \frac{h_{11E} + R_g}{h_{21E}}, \tag{7.59}$$

în care R_g este dat de rel. (7.43).

Amplificarea de curent a etajului este:

$$A_i = \frac{h_{21E} - h_{22}R_4}{1 + h_{22E}(R_4 + R_3)} \approx h_{21E} = \beta. \tag{7.60}$$

Relațiile de mai sus sînt valabile dacă: $R_3 \ll \frac{1}{h_{22E}}$; $R_4 \ll \frac{1}{h_{22E}}$; $R_g \ll \frac{1}{h_{22}}$. În practică aceste inegalități sînt pe deplin satisfăcute; în adevăr, dacă $h_{22} = 1{,}4 \cdot 10^{-5}$ S, atunci $\frac{1}{h_{22E}} = 71\,500\ \Omega > R_3 = R_4 =$ sute de ohmi.

Calculul celorlalte componente din schema etajului se face după principiile arătate în paragraful 7.2.2.

7.2.6. Calculul amplificatorului în conexiune cu colector comun (repetor pe emitor) în schemă simplă și în schemă bootstrap

Etajul amplificator în conexiune cu colector comun (CC) — fig. 7.7, *a* — se întîlnește tot mai mult în amplificatoarele de audiofrecvență din receptoarele moderne; este un etaj cu reacție negativă serie totală și se utilizează ca adaptor între impedanțe mult diferite (mare la intrare și mică la ieșire). Pentru calcule se pot folosi relațiile generale cu parametri cuadripolari ale etajelor cu tranzistoare [spre ex. relații de tipul rel. (7.1), (7.15), (7.28) ș.a.], în care se introduc valorile parametrilor h_c, sau se pot folosi relații echivalente (date mai jos) cu parametrii h_E, care se găsesc în mod curent în cataloage.

Dacă se cunosc parametrii h_E se pot calcula parametrii h_c cu relațiile:

$$h_{11C} = h_{11E}$$

$$h_{12C} = 1 - h_{12E}$$

$$h_{21C} = -(1 + h_{21E})$$

$$h_{22C} = h_{22E}$$

Amplificările de tensiune și de curent și impedanțele de intrare și de ieșire se calculează cu relațiile:

$$A_u = -\frac{h_{21c}Z_s}{h_{11c} + \Delta h_c Z_s} \approx \frac{(1 + h_{21E})\,Z_s}{h_{11E} + (1 + h_{21E})\,Z_s} < 1$$

$$A_i = \frac{h_{21c}}{1 + h_{22c}Z_s} = -\frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{22E}Z_s}$$

$$Z_{in} = \frac{h_{11c} + \Delta h_c Z_s}{1 + h_{22c}Z_s} = \frac{h_{11E} + (1 + h_{21E} + \Delta h_E - h_{21E})\,Z_s}{1 + h_{22E}Z_s}$$

$$Z_{ieș} = \frac{h_{11C} + Z_g}{\Delta h_C + h_{22}Z_g} \approx \frac{h_{11E} + Z_g}{1 + h_{21E} + h_{22E}Z_g}.$$

Folosind spre exemplu tranzistorul BC 107 B în schemă CC (fig. 7.7, *a*) în punctul inițial de funcționare: $U_{CE0} = 5$ V; $I_{C0} = 2$ mA; $U_{BE0} = 0{,}65$ V; $I_{B0} = 6$ μA în care are $h_{11E} = 4{,}5$ kΩ, $h_{12E} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{21E} = 330$, $h_{22E} = 30$ μS, $\Delta h_E = 69 \cdot 10^{-3}$ și cunoscînd $E_C = 9$ V rezultă pentru R_4 valoarea:

$$R_4 = \frac{E_c - U_{CE0}}{I_{c0}} = \frac{9 - 5}{2 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ kΩ}.$$

Stabilim mărimea curentului I_D

$$I_D = 15\ I_{B0} = 15 \cdot 6 = 90 \text{ μA}.$$

Calculăm mărimile rezistențelor de polarizare:

$$R_1 = \frac{4 + 0{,}65}{90 \cdot 10^{-6}} = 52 \text{ kΩ}$$

$$R_2 = \frac{9 - 4{,}65}{(90 + 6)\ 10^{-6}} = 45 \text{ kΩ}.$$

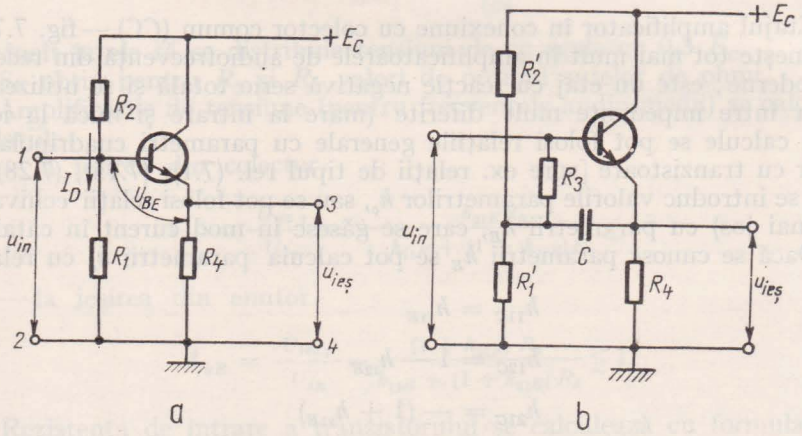


Fig. 7.7. Scheme ale etajului în conexiune CC:
a – schemă simplă; *b* – schemă bootstrap.

Arhiva digitala SaDAng

Se calculează cu relațiile din paragraful de față (în care $Z_s = R_4 = 2$ kΩ și $Z_g = 50$ kΩ):

$$A_u = \frac{(1 + h_{21E})\, Z_s}{h_{11E} + (1 + h_{21E})\, Z_s} = \frac{(1 + 330)2 \cdot 10^3}{4{,}5 \cdot 10^3 + (1 + 330)\, 2 \cdot 10^3} = 0{,}99$$

$$A_i = -\frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{22E} Z_s} = -\frac{1 + 330}{1 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3} = -310$$

$$Z_{in} = \frac{h_{11E} + (1 + h_{21E} + \Delta h_E - h_{12E})}{1 + h_{22E} Z_s} = \frac{4 \cdot 5 \cdot 10^3 + (1 + 330 + 69 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-4})\, 2 \cdot 10^3}{1 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3} =$$

$$= 630 \text{ kΩ}$$

$$Z_{ieș} \approx \frac{h_{11E} + Z_g}{1 + h_{21E} + h_{22E} Z_g} = \frac{4{,}5 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^4}{1 + 330 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^4} = 164\Omega$$

Impedanța de intrare a etajului este:

$$Z_{in\ etaj} = Z_{in} \parallel R_1 \parallel R_2 = 23{,}5 \text{ kΩ}.$$

În cazul conexiunii bootstrap (fig. 7.7, *b*) alegînd același tranzistor ca în cazul din fig. 7.7, *a* (schemă CC simplă) în același punct de funcționare (deci cu aceiași parametri h_E) ca mai sus, se obține pentru R_4 aceeași valoare $R_4 = 2$ kΩ.

Se impune ca în schema cu conexiune bootstrap impedanța (exterioară) dintre bază și emitor (egală cu $R_3 + R_1' \parallel R_2'$) să fie aceeași ca în cazul precedent ($R_1 \parallel R_2$), adică:

$$R_3 + (R_1' \parallel R_2') = (R_1 \parallel R_2) = 24 \text{ kΩ}$$

Se impune $R_3 = (R_1' \parallel R_2') = \dfrac{R_1 \parallel R_2}{2} = 12$ kΩ și rezultă

$$R_3 = 12 \text{ kΩ}$$

$$R_1' = R_2' = 24 \text{ kΩ}.$$

Impedanța de sarcină (în c.a.) a etajului bootstrap este $R_4' = R_4 \parallel R_1' \parallel R_2' = 1{,}7$ kΩ și cu ea se calculează (în c.a.) performanțele etajului cu rel. (7.115)–(7.117).

Avantajul etajului bootstrap constă în aceea că menținînd impedanța de intrare mare (a schemei CC simplă) are o stabilitate la temperatură mai bună.

7.3. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mare

7.3.1. Indicii principali și date inițiale pentru calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mare

Amplificatorul final din receptoarele cu tranzistoare se realizează mai rar cu un singur tranzistor (v. § 7.3.2) și de cele mai multe ori cu două tranzistoare (v. § 7.3.3 și următoarele). În etajul final cu tranzistoare există posibilitatea de a nu se mai folosi transformatorul de ieșire (de difuzor). Etajul final cu tranzistoare poate fi realizat în clasă A (cu transformator de ieșire) sau în clasă B în contratimp (cu sau fără transformator de ieșire). În prezent se folosește cel mai mult etajul final în contratimp clasă B.

Datorită faptului că tranzistoarele din etajul final funcționează cu semnale mari și cu puteri disipate la colector apropiate de puterea maximă ce poate fi disipată, analiza performanțelor și calculul etajului se face grafic (grafo-analitic), calculele analitice cu ajutorul parametrilor (așa cum s-a făcut în § 7.2) avînd în cazul de față numai o valoare informativă.

Indicii principali de funcționare ai etajului final sînt:

— amplificarea de putere;
— distorsiunile de neliniaritate pe care le introduce etajul;
— banda de trecere (f_{min} și f_{max} cu o anumită neuniformitate);
— randamentul etajului.

La proiectarea etajului final de obicei se impun: puterea utilă maximă de AF necesară în difuzor; distorsiunile de neliniaritate maxim admise; banda de trecere necesară (f_{min}, f_{max}), (M_j, M_s), tensiunea bateriei de alimentare E_C (uneori); rezistența difuzorului R_d (uneori).

Se admite că difuzorul se comportă ca o rezistență în banda frecvențelor audio și de aceea nu se pune problema străpungerii secundare a tranzistoarelor finale. Se consideră de asemenea că este definitorie pentru comportarea amplificatorului de putere funcționarea în regim permanent sinusoidal.

Proiectarea etajului final trebuie astfel făcută încît să se obțină de la tranzistor (sau de la tranzistoare) puterea utilă maximă de AF, fără să se depășească disiparea maxim admisibilă, cu distorsiuni de neliniaritate mai mici decît cele impuse, cu caracteristică de frecvență satisfăcătoare și cu randament cît mai mare.

7.3.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mare în clasă A, cu un tranzistor

Schema acestui amplificator (în două variante) este arătată în fig. 7.8, *a*, *b* iar reprezentarea grafică a funcționării sale în fig. 7.8, *c*.

După stabilirea punctului mediu de funcționare M (vezi metoda în exemplul de calcul din acest paragraf) prin cîteva încercări se stabilește prin acesta caracteristica dinamică AB care, conform calculelor de mai jos, satisface cel mai bine cerințele impuse.

Dacă puterea utilă în difuzor este P_{dif} atunci puterea utilă necesară în circuitul de colector va fi:

$$P_{uc} = \frac{P_{dif}}{\eta_{Tr}} > P_{dif}. \tag{7.61}$$

Cu ajutorul formulelor de mai jos se calculează pe baza fig. 7.8, *c*:

— puterea utilă în circuitul de colector:

$$P_{uc} = \frac{1}{8} (u_{CE\,max} - u_{CE\,min}) (i_{C\,max} - i_{C\,min}); \tag{7.62}$$

aceasta trebuie să fie egală sau mai mare decît valoarea P_{uc} dată de relația (7.61);

Arhiva digitala SaDAng

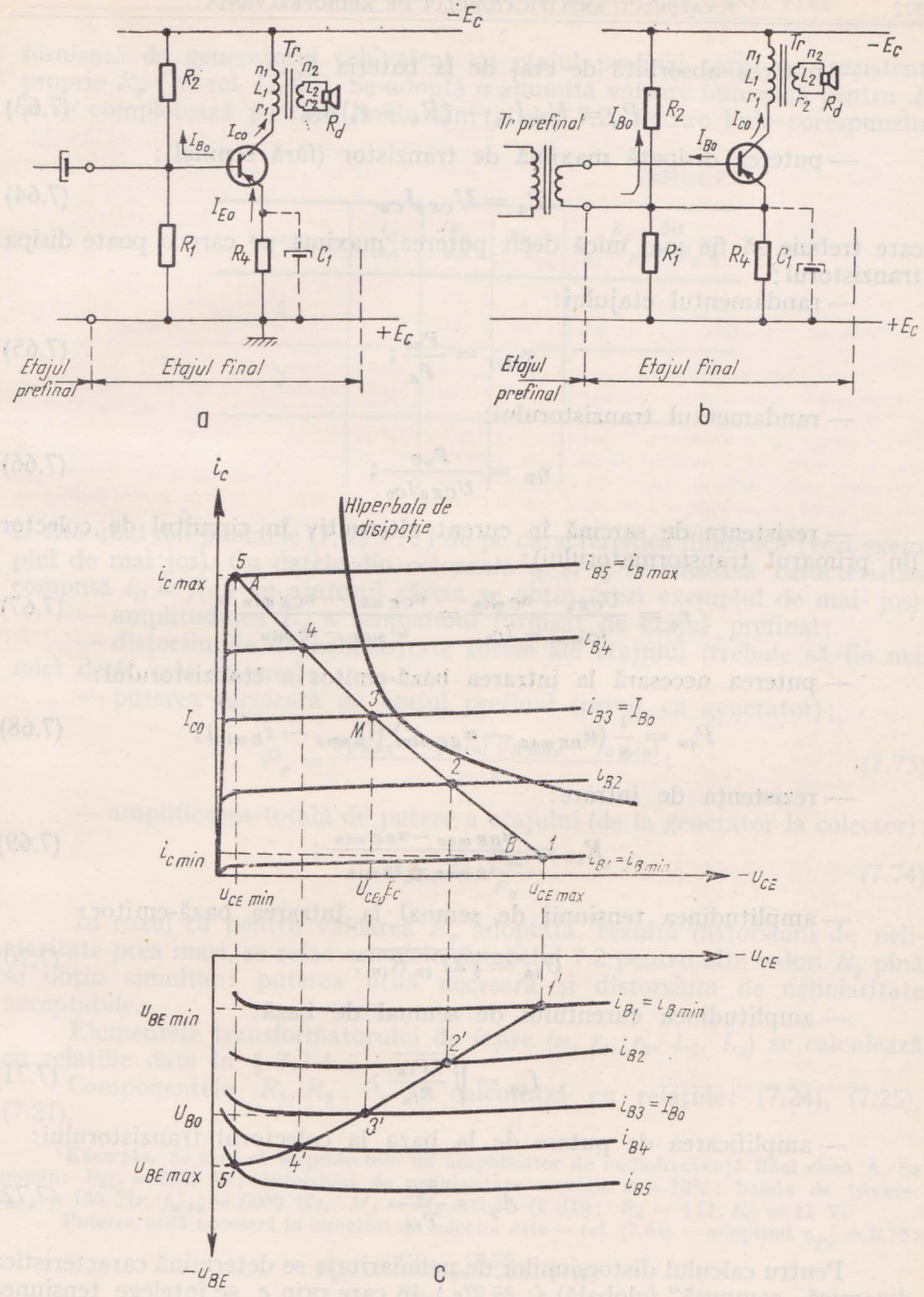


Fig. 7.8. Amplificatorul de semnal mare clasă A:

a — schemă cu intrare RC; *b* — schema cu intrare pe transformator; *c* — analiza grafică a funcționării.

— puterea absorbită de etaj de la bateria E_C:

$$P_a = U_{C0} I_{C0} + (R_4 + r_1) I_{C0}^2; \tag{7.63}$$

— puterea disipată maximă de tranzistor (fără semnal):

$$P_d = U_{CE\,0} I_{C0}, \tag{7.64}$$

care trebuie să fie mai mică decît puterea maximă pe care o poate disipa tranzistorul;

— randamentul etajului:

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uc}}{P_a}; \tag{7.65}$$

— randamentul tranzistorului:

$$\eta_T = \frac{P_{uC}}{U_{CE\,0} I_{C0}}; \tag{7.66}$$

— rezistența de sarcină în curent alternativ în circuitul de colector (în primarul transformatorului):

$$r_s = \frac{U_{CE\,0} - u_{C\,min}}{i_{C\,max} - I_{C0}} = \frac{u_{CE\,max} - u_{CE\,min}}{i_{C\,max} - i_{C\,min}}; \tag{7.67}$$

— puterea necesară la intrarea bază-emitor a tranzistorului:

$$P_{in} = \frac{1}{8} (u_{BE\,max} - u_{BE\,min}) (i_{B\,max} - i_{B\,min}); \tag{7.68}$$

— rezistența de intrare:

$$R_{in} = \frac{u_{BE\,max} - u_{BE\,min}}{i_{B\,max} - i_{B\,min}}; \tag{7.69}$$

— amplitudinea tensiunii de semnal la intrarea bază-emitor:

$$U_{in} = \sqrt{2 P_{in} R_{in}}; \tag{7.70}$$

— amplitudinea curentului de semnal de bază:

$$I_{in} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{R_{in}}}; \tag{7.71}$$

— amplificarea de putere de la baza la colectorul tranzistorului:

$$A_p = \frac{P_{uC}}{P_{in}}. \tag{7.72}$$

Pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate se determină caracteristica dinamică „compusă" (globală) $i_C = f(e_g)$, în care prin e_g se înțelege tensiunea

Arhiva digitala SaDAng

furnizată de generatorul echivalent cu etajul prefinal care are rezistența proprie R_g [v. rel. (7.43)]. Se adoptă o anumită valoare numerică pentru R_g și se completează pe rînd liniile din tabelul 7.2, fiecare linie corespunzînd

Tabelul 7.2

Punctul	i_C mA	i_B mA	u_{BE} V	R_g = dat $e_g = u_{BE} + R_g i_B$
1				
2				
⋮				

la cîte unul din punctele (*1, 2, 3* . .) de pe caracteristica dinamică (vezi exemplul de mai jos). Cu datele din coloanele i_C și e_g se trasează caracteristica compusă $i_C = f(e_g)$ cu ajutorul căreia se obțin (vezi exemplul de mai jos):

— amplitudinea E_g a semnalului furnizat de etajul prefinal;

— distorsiunile de neliniaritate totale ale etajului (trebuie să fie mai mici decît cele impuse);

— puterea furnizată de etajul prefinal (privit ca generator);

$$P_g = \frac{(e_{g\,max} - e_{g\,min})\,(i_{B\,max} - i_{B\,min})}{8}; \tag{7.73}$$

— amplificarea totală de putere a etajului (de la generator la colector):

$$A_{p\,tot} = \frac{P_{uc}}{P_g}. \tag{7.74}$$

În cazul că pentru valoarea R_g adoptată, rezultă distorsiuni de neliniaritate prea mari, se refac calculele și tabelul 7.2 pentru alte valori R_g pînă se obțin simultan: puterea utilă necesară și distorsiuni de neliniaritate acceptabile.

Elementele transformatorului de ieșire (n, r_1, r_2, L_1, L_s) se calculează cu relațiile date în § 7.2.4.

Componentele R_1, R_2, C_1 se calculează cu relațiile: (7.24), (7.25), (7.21).

Exemplu. Se cere să se proiecteze un amplificator de audiofrecvență final clasă A. Se impun: $P_{dif} = 0{,}75$ W; distorsiuni de neliniaritate maxime $d = 10\%$; banda de trecere: $f_{min} = 150$ Hz, $f_{max} = 6000$ Hz, $M_j = M_s = 1{,}12$ (1 dB); $R_d = 4\ \Omega$; $E_C = 12$ V.

Puterea utilă necesară în circuitul de colector este — rel. (7.61) — adoptînd $\eta_{Tr} = 0{,}75$:

$$P_{uC} = \frac{P_{dif}}{\eta_{Tr}} = \frac{0{,}75}{0{,}75} = 1 \text{ W}.$$

Cunoscînd puterea necesară P_{uC} și admițînd că randamentul etajului este de ordinul $\eta_{etaj} \approx 20\%$ se calculează puterea de disipație necesară la tranzistor cu relația:

$$P_{d\,necesar} = \frac{1 - \eta_{etaj}}{\eta_{etaj}} P_{uC}, \tag{7.75}$$

adică

$$P_{d\,necesar} \frac{1 - 0{,}2}{0{,}2} 1 = 4 \text{ W}.$$

Alegem tranzistorul cu germaniu, aliat, AD 155 cu: $P_{d\,max} = 6\text{W}$; $u_{CE\,max} = 15\text{ V}$; $i_{C\,max} = 2\text{ A}$ ale cărui caracteristici statice se găsesc în fig. 7.9, *a* și *b*.

Găsim punctul mediu de funcționare. Apreciem că rezistențele R_4 și r_1 (fig. 7.8, *a* și *b*) au împreună o rezistență de aproximativ 10 Ω. Ducem prin punctul P de tensiune $E_C = 12\text{ V}$ (fig. 7.9, *a*) dreapta PQ cu înclinarea de 10 Ω (tg $\alpha = 10\ \Omega$) și stabilind $I_{B0} = 4$ mA se găsește punctul mediu de funcționare M (deci se află $I_{B0} = 0{,}48$ A, $U_{CE0} = 7$ V, iar din fig. 7,9, *b* $U_{BE0} = 0{,}45$ V). Prin punctul M se duce caracteristica dinamică AB; această caracteristică se trasează astfel încît să se întindă spre sus-stînga pînă în „cotul" caracteristicilor (fără a se trece în regim de „saturație") iar spre dreapta — jos pînă aproape de tăierea curentului i_C cu scopul ca variațiile curentului i_C și ale tensiunii u_{CE} să fie cît mai mari și să se obțină astfel puterea utilă P_{uC} cît mai mare. În practică se fac mai multe încercări și pentru fiecare caracteristică se fac calculele de mai jos, alegîndu-se în final soluția cea mai bună.

Din grafic rezultă valorile limită: $i_{C\,min} = 0{,}15$ A; $i_{C\,max} = 0{,}73\text{ A} < i_{C\,max\,admis} = 2\text{ A}$; $u_{CE\,min} = 1\text{ V}$; $u_{CE\,max} = 15\text{ V} = U_{CE\,max\,admis} = 15\text{ V}$.

Calculăm performanțele etajului.

Puterea utilă în circuitul de colector (în primarul transformatorului) — rel. (7.62):

$$P_{uC} = \frac{1}{8}(u_{CE\,max} - u_{CE\,min})(i_{C\,max} - i_{C\,min}) = \frac{1}{8}(15 - 1)(0{,}73 - 0{,}15) = 1{,}02 \text{ W}.$$

Puterea maximă disipată de tranzistor — rel. (7.64):

$$P_d = U_{CE0} I_{C0} = 7 \cdot 0{,}48 = 3{,}36\text{ W} < P_{d\,max} = 6 \text{ W}.$$

Puterea disipată (absorbită) de etaj — rel. (7.63):

$$P_a = U_{CE0} I_{C0} + (R_4 + r_1) I_{C_0}^2 = E_c I_{C0} = 12 \cdot 0{,}48 = 5{,}8 \text{ W}.$$

Randamentul tranzistorului — rel. (7.66):

$$\eta_T = \frac{P_{uC}}{P_d} = \frac{1}{6} = 16{,}6\%$$

Randamentul etajului — rel. (7.65):

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uC}}{P_a} = \frac{1}{5{,}8} = 17{,}4\%.$$

Rezistența de sarcină pe care o „simte" tranzistorul în curentul alternativ în colector — rel. (7.67):

$$R_s = \frac{U_{CE\,max} - u_{CE\,min}}{i_{C\,max} - i_{C\,min}} = \frac{15 - 1}{(0{,}73 - 0{,}15)} = 24{,}1\ \Omega.$$

Arhiva digitala SaDAng

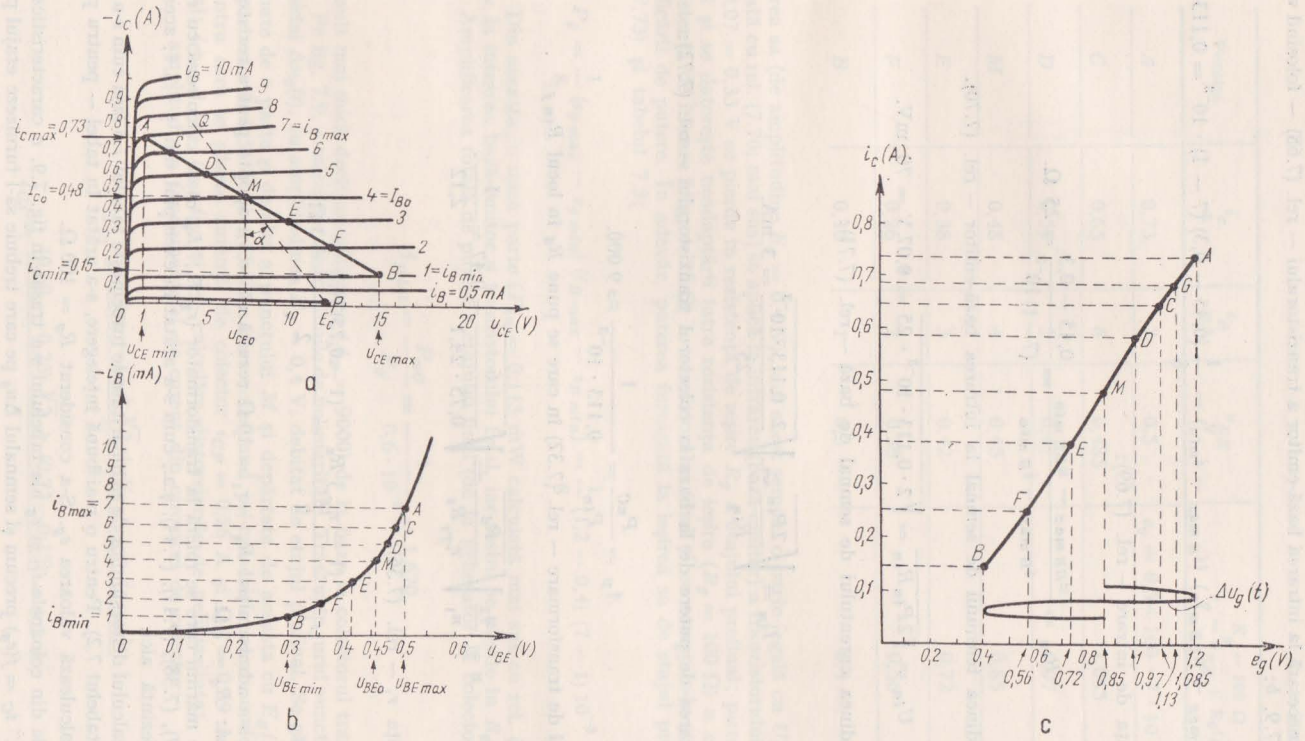


Fig. 7.9. Diagrame pentru proiectarea amplificatorului final clasă A cu tranzistorul AD 155:
a - - caracteristici de ieşire; *b* — caracteristica de intrare; *c* — caracteristica dinamică „compusă".

Puterea necesară la intrarea bază-emitor a tranzistorului — rel. (7.68) — folosind valorile citite din fig. 7.9, *b*:

$$P_{in} = \frac{1}{8}(u_{BE\,max} - u_{BE\,min})(i_{B\,max} - i_{min}) = \frac{1}{8}(0{,}45 - 0{,}3)(7 - 1)\cdot 10^{-3} = 0{,}113 \text{ mW}.$$

Rezistența de intrare — rel. (7.69):

$$R_{in} = \frac{u_{BE\,max} - u_{BE\,min}}{i_{B\,max} - i_{B\,min}} = \frac{0{,}45 - 0{,}3}{(7-1)\,10^{-3}} = 25\ \Omega.$$

Amplitudinea tensiunii de semnal la intrarea bază-emitor — rel. (7.70).

$$U_{in} = \sqrt{2P_{in}R_{in}} = \sqrt{2\cdot 0{,}113\cdot 10^{-3}\cdot 25} = 0{,}07 \text{ V} = 70 \text{ mV}.$$

Amplitudinea curentului de semnal de bază — rel. (7.71):

$$I_{in} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{R_{in}}} = \sqrt{\frac{2\cdot 0{,}113\cdot 10^{-3}}{25}} = 3 \text{ mA}.$$

Amplificarea de putere de la baza la colectorul tranzistorului — rel. (7.72):

$$A_p = \frac{P_{uC}}{P_{in}} = \frac{1}{0{,}113\cdot 10^{-3}} \approx 9\,000.$$

Raportul de transformare — rel. (7.32) în care se pune R_d în locul $R_{in\,f}$:

$$n = \frac{n_2}{n_1}\sqrt{\frac{R_d}{\eta_{Tr}R_s}} = \sqrt{\frac{6}{0{,}75\cdot 24{,}1}} = 0{,}47 = \frac{1}{2{,}12}.$$

Rezistența r_1 — rel. (7.36):

$$r_1 = \frac{(1 - \eta_{Tr})\,R_s}{2} = \frac{(1-0{,}75)24{,}1}{2} = 3\ \Omega.$$

Întrucît s-a admis inițial $R_4 + r_1 = 10\ \Omega$ rezultă că se va adopta pentru rezistența de emitor valoarea: $R_4 = 7\ \Omega$.

Celelalte mărimi care se referă la transformator (r_2, L_1, L_s, σ) se calculează cu relațiile respective(7.37), (7.38), (7.41), (7.44), ș.a., cum s-a arătat în exemplul din § 7.2.4; aceste calcule nu se prezintă aici.

Pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate se întocmește tabelul 7.3 (așa cum s-a arătat în legătură cu tabelul 7.2). Pentru o mai bună înțelegere, s-a arătat în tabel — pentru punctul *A* — cum se calculează valoarea e_g. S-a considerat $R_g = 100\ \Omega$.

Cu datele din coloanele i_C și e_g ale tabelului s-a trasat în fig. 7.9, *c* caracteristica dinamică „compusă" $i_C = f(e_g)$ precum și semnalul Δu_g pe care trebuie să-l furnizeze etajul prefinal

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 7.3

Punctul	i_C A	i_B mA	u_{BE} V	$R_g = 100\ \Omega$ $e_g = u_{BE} + R_g i_B$
A	0,73	7	0,5	$e_g = 0{,}5 + 100 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 1{,}2$
C	0,65	6	0,485	1,085
D	0,59	5	0,47	0,97
M	0,48	4	0,45	0,85
E	0,38	3	0,42	0,72
F	0,26	2	0,36	0,56
B	0,15	1	0,3	0,4

la ieșirea sa (de amplitudine $E_g = 0{,}4$ V); din acest semnal o parte [egală cu $U_{in} = 0{,}07$ V — calculată cu rel. (7.70) mai sus] se aplică la intrarea (bază-emitor) a tranzistorului final, iar restul $0{,}4 - 0{,}07 = 0{,}33$ V se pierde în rezistența de ieșire R_g a etajului prefinal; pierderea este apreciabilă și se datorește neadaptării între rezistența de ieșire ($R_g = 100\ \Omega$) a etajului prefinal și rezistența de intrare ($R_{in} = 25\ \Omega$) a tranzistorului final și ea corespunde și la o pierdere a amplificării de putere. În adevăr, puterea furnizată la ieșirea sa de etajul prefinal este — v. rel. (7.73) și tabelul 7.3:

$$P_g = \frac{1}{8}(e_{g\,max} - e_{g\,min})(i_{B\,max} - i_{B\,min}) = \frac{1}{8}(1{,}2 - 0{,}4)(7 - 1)\,10^{-3} = 0{,}6 \text{ mW}.$$

Din aceasta, o mică parte [$P_{in} = 0{,}113$ mW calculată mai sus cu rel. (7.68)] se aplică efectiv la intrarea bază-emitor a tranzistorului final, iar restul se pierde în R_g.

Amplificarea totală de putere a etajului final (de la generator la colector) — rel. (7.74):

$$A_{p\,tot} = \frac{P_{uC}}{P_g} = \frac{1}{0{,}6 \cdot 10^{-3}} = 1\,670,$$

este mult mai mică decît amplificarea ($A_p = 9000$) de la baza la colectorul tranzistorului final.

Pe fig. 7.9, *c* calculăm distorsiunile de neliniaritate. Trasăm în jurul punctului *M* semnalul sinusoidal $\Delta u_g(t)$, cu amplitudinea $E_g = 0{,}4$ V, debitat de etajul prefinal. Se găsesc două valori e_g situate de o parte și de alta a punctului *M* și depărtate de aceasta cu $E_g/\sqrt{2} = 0{,}284$ V; se obțin valorile 0,56 V și 1,13 V la care corespund pe caracteristica dinamică punctele *F* și *G*, pentru care se găsesc curenții de colector $i_{CF} = 0{,}26$ A și $i_{CG} = 0{,}69$ A. Cu valorile de curenți: $i_{C\,min}$, i_{CF}, I_{C0}, i_{CG} și i_{CG} calculăm distorsiunile de neliniaritate:

— amplitudinea fundamentalei de curent din circuitul de colector:

$$I_{C1} = \frac{(i_{CG} - i_{CF})\sqrt{2} + (i_{C\,max} - i_{C\,min})}{4} \tag{7.76}$$

$$I_{C1} = \frac{(0{,}69 - 0{,}26)\sqrt{2} + (0{,}73 - 0{,}15)}{4} = 0{,}3 \text{ A};$$

— amplitudinea armonicii a doua a curentului de colector:

$$I_{C_2} = \frac{i_{C\,max} + i_{C\,min} - 2I_{C0}}{4} \qquad (7.77)$$

$$I_{C_2} = \frac{0{,}73 + 0.15 - 2 \cdot 0{,}48}{4} = -\,0{,}02 \text{ A};$$

— amplitudinea armonicii a treia a curentului de colector:

$$I_{C_3} = \frac{i_{C\,max} - i_{C\,min} - 2I_{C1}}{2} \qquad (7.78)$$

$$I_{C_3} = \frac{0{,}73 - 0{,}15 - 2 \cdot 0{,}3}{2} = -\,0{,}01 \text{ A};$$

— distorsiunea de neliniaritate totală:

$$d = \frac{\sqrt{I_{C2}^2 + I_{C3}^2}}{I_{C1}} \qquad (7.79)$$

$$d = \frac{\sqrt{0{,}02^2 + 0{,}01^2}}{0{,}295} = 7{,}6\%$$

este mai mică decît aceea impusă de 8%.

Este posibil să se realizeze amplificatorul final clasă A fără transformator de ieșire (fig. 7.10, *a*), cu sarcina R_d introdusă direct în circuitul de colector Punctul de funcționare inițial M se obține (fig. 7.10, *b*) la intersecția dreptei BM (de înclinare R_d, dusă prin punctul de tensiune E_c) cu caracteristica cu I_{B0} ales. Caracteristica dinamică este dreapta AB — presupunînd funcționarea impusă la maximum, astfel ca $i_{c\,min} \approx 0$ și $u_{c\,min} \approx 0$, iar $u_{c\,max} \approx E_c$.

Pentru calculul etajului sînt valabile următoarele relații:

$$U_{CE0} \approx \frac{E_c}{2}$$

$$P_u = \frac{1}{2} U_c I_d \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{E_c}{2} \cdot \frac{i_{c\,max}}{2} = \frac{1}{8} E_c i_{c\,max}$$

$$P_a = E_c I_{c0} \approx \frac{E_c i_{c\,max}}{2}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \approx \frac{1}{4}\,(25\%) \text{ valoare maxim posibilă.}$$

Arhiva digitala SaDAng

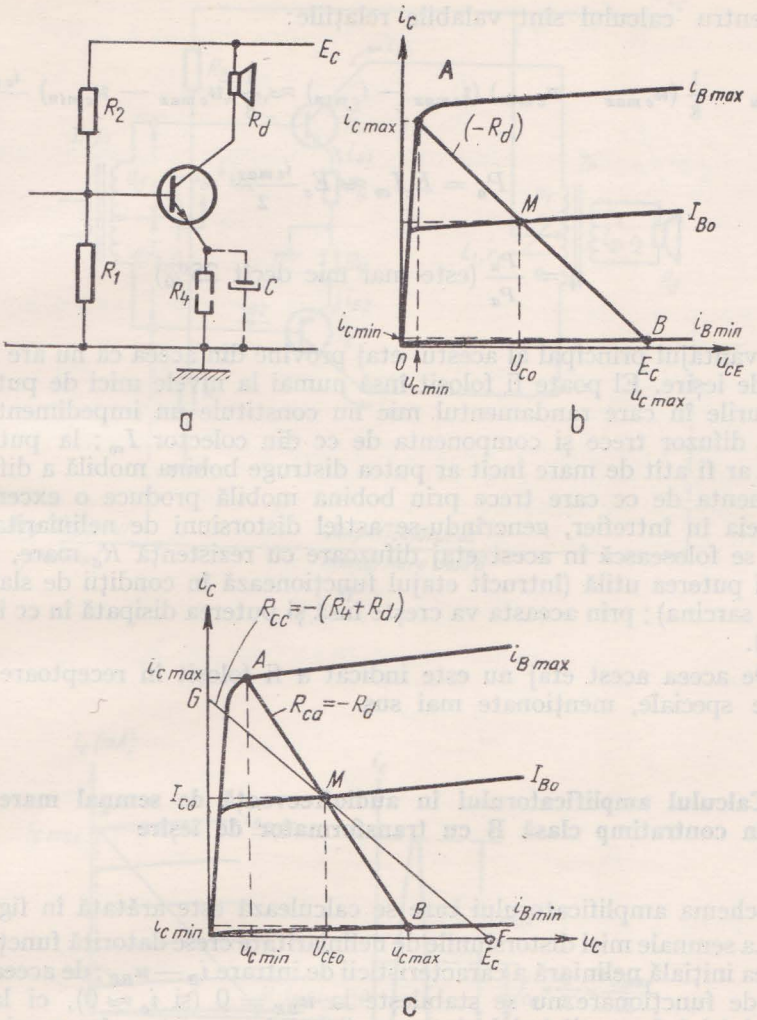


Fig. 7.10. Amplificator final clasă A fără transformator de ieșire:
a — schema amplificatorului; *b*, *c* — diagrame de funcționare.

Dacă în schemă există și rezistența R_4 din circuitul de emitor (fig. 7.10, *a*) atunci determinarea grafică a condițiilor de funcționare este arătată în fig. 7.10, *c*. Se determină mai întîi punctul mediu M la intersecția dreptei FG de înclinare $-(R_4 + R_a)$ cu caracteristica cu curent I_{B0}; apoi se duce prin M caracteristica dinamică AB cu înclinare: $-R_a$.

Pentru calculul sînt valabile relațiile:

$$P_u = \frac{1}{8}(u_{c\,max} - u_{c\,min})(i_{c\,max} - i_{c\,min}) \approx \frac{1}{8}(u_{c\,max} - u_{c\,min})\frac{i_{c\,max}}{2}$$

$$P_a = E_c I_{c0} \approx E_c \frac{i_{c\,max}}{2}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \text{ (este mai mic decît 25\%)}$$

Avantajul principal al acestui etaj provine din aceea că nu are transformator de ieșire. El poate fi folosit însă numai la nivele mici de putere utilă (în cazurile în care randamentul mic nu constituie un impediment) pentru că prin difuzor trece și componenta de cc din colector I_{c0}; la puteri mari aceasta ar fi atît de mare încît ar putea distruge bobina mobilă a difuzorului. Componenta de cc care trece prin bobina mobilă produce o excentricizare a acesteia în întrefier, generîndu-se astfel distorsiuni de neliniaritate. Este util să se folosească în acest etaj difuzoare cu rezistență R_d mare, pentru a se mări puterea utilă (întrucît etajul funcționează în condiții de slabă adaptare cu sarcina); prin aceasta va crește însă și puterea disipată în cc în difuzor (în R_d).

De aceea acest etaj nu este indicat a fi folosit în receptoare decît în cazurile speciale, menționate mai sus.

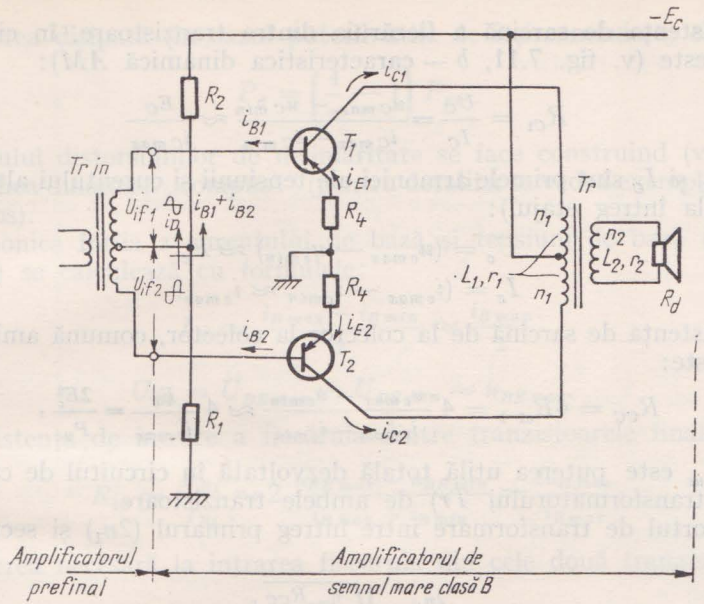
7.3.3. Calculul amplificatorului în audiofrecvență de semnal mare în contratimp clasă B cu transformator de ieșire

Schema amplificatorului care se calculează este arătată în fig. 7.11, *a*.

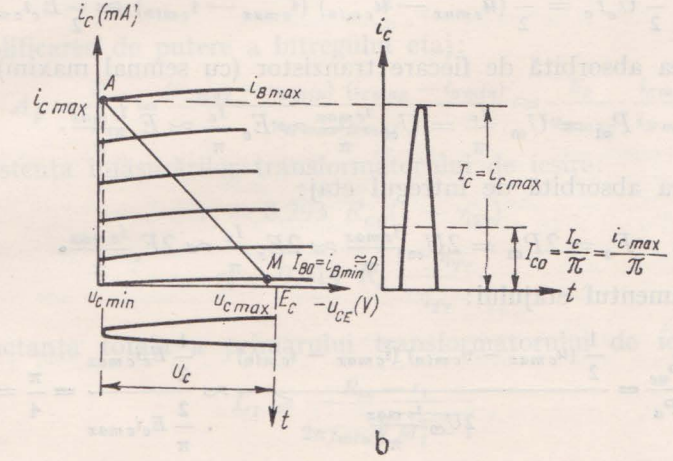
La semnale mici distorsiunile de neliniaritate cresc datorită funcționării în regiunea inițială neliniară a caracteristicii de intrare $i_B - u_{BE}$; de aceea punctul inițial de funcționare nu se stabilește la $u_{BE} = 0$ (și $i_c \approx 0$), ci la un mic curent inițial I_{C0}, aplicînd la intrarea fiecărui tranzistor cîte o mică polarizare directă inițială U_{BE0} de ordinul (0,1—0,2) V; aceste polarizări sînt realizate în schema din fig. 7.11, *a* de tensiunile de la rezistențele R_1 și R_4.

Întrucît curentul inițial I_{C0} este foarte mic, tensiunea colector-emitor în punctul inițial de funcționare M(fig. 7.11, *b* — valabilă pentru fiecare din cele două tranzistoare) este practic egală cu E_C. Semnalele U_{if} aplicate la intrările tranzistoarelor finale trebuie să fie suficient de mari pentru ca curentul de colector crescînd pînă la valoarea maximă $i_{C\,max}$ (fig. 7.11, *b*) tensiunea de colector să scadă aproape pînă la zero, obținîndu-se astfel variații utile de curent și de tensiune cu amplitudini (I_C, U_C) foarte mari.

Arhiva digitala SaDAng



a



b

Fig. 7.11. Amplificatorul de semnal mare în contratimp clasă B cu transformator de ieşire:

a — schema amplificatorului; *b* — diagrama de funcţionare în planul $i_C - u_{CE}$ (pentru fiecare din tranzistoarele T_1 şi T_2)

Rezistența de sarcină a fiecăruia dintre tranzistoare, în circuitul de colector, este (v. fig. 7.11, *b* — caracteristica dinamică *AM*):

$$R_{C1} = \frac{U_C}{I_C} = \frac{u_{C\,max} - u_{C\,min}}{i_{C\,max} - i_{C\,min}} \approx \frac{E_C}{i_{C\,max}}$$

în care U_C și I_C sînt primele armonici ale tensiunii și curentului alternativ de colector (la întreg etajul):

$$U_c = (u_{c\,max} - u_{c\,min}) \approx E_c \tag{7.80 a}$$

$$I_c = (i_{c\,max} - i_{c\,min} \approx i_{c\,max}. \tag{7.80 b}$$

Rezistența de sarcină de la colector la colector, comună ambelor tranzistoare este:

$$R_{CC} = 4R_{c1\,1} = 4\,\frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{c\,min}} \approx 4\,\frac{E_c}{i_{c\,max}} = \frac{2E_c^2}{P_{uc}}, \tag{7.81}$$

în care P_{uc} este puterea utilă totală dezvoltată în circuitul de colector (în primarul transformatorului *Tr*) de ambele tranzistoare.

Raportul de transformare între întreg primarul ($2n_1$) și secundar (n_2) este:

$$\frac{2n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{\eta_{Tr} R_{CC}}{R_d}}, \tag{7.82}$$

unde η_{Tr} este randamentul transformatorului de ieșire.

Puterea utilă totală (definită mai sus) este:

$$P_{uc} = \frac{1}{2} U_c I_c = \frac{1}{2} (u_{c\,max} - u_{c\,min})\,(i_{c\,max} - i_{c\,min}) \approx \frac{1}{2} E_c i_{c\,max}. \tag{7.83}$$

Puterea absorbită de fiecare tranzistor (cu semnal maxim)

$$P_{a1} = U_{c0}\,\frac{I_c}{\pi} = U_{c0}\,\frac{i_{c\,max}}{\pi} \approx E_c\,\frac{I_c}{\pi} \approx E_c\,\frac{i_{c\,max}}{\pi}. \tag{7.84}$$

Puterea absorbită de întregul etaj:

$$P_a = 2P_{a1} = 2U_{c0}\,\frac{i_{c\,max}}{\pi} \approx 2E_c\,\frac{I_c}{\pi} \approx 2E_c\,\frac{i_{c\,max}}{\pi}. \tag{7.85}$$

Randamentul etajului:

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uc}}{P_a} = \frac{\frac{1}{2}\,(u_{c\,max} - u_{c\,min})\,(i_{c\,max} - i_{c\,min})}{2U_{c0}\,\frac{i_{c\,max}}{\pi}} \approx \frac{\frac{1}{2}\,E_c i_{c\,max}}{\frac{2}{\pi}\,E_c i_{c\,max}} = \frac{\pi}{4} = 78{,}5\% \tag{7.86}$$

capătă valoarea maximă 78,5% numai dacă — evident — condițiile de funcționare sînt optime ca în fig. 7.11 *b*).

Arhiva digitala SaDAng

Puterea disipată (în cazul puterii utile de ieșire maximă) este:

$$P_d = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right) P_{uc}. \tag{7.87}$$

Calculul distorsiunilor de neliniaritate se face construind (v. § 7.3.2.) caracteristica dinamică „compusă" (pentru detalii a se vedea exemplul numeric de mai jos).

Armonica întîia a curentului de bază și tensiuni de bază (la fiecare tranzistor) se calculează cu formulele:

$$I_{B1} \approx \frac{i_{B\,max} - i_{B\,min}}{2} \approx \frac{i_{B\,max}}{2} \tag{7.88}$$

$$U_{B1} = U_{BE\,max} - U_{BE\,min} \approx u_{BE\,max}. \tag{7.89}$$

Rezistența de intrare a fiecăruia dintre tranzistoarele finale este:

$$R_{in} = \frac{U_{B1}}{I_{B1}} \approx 2\,\frac{u_{BE\,max} - u_{BE\,min}}{i_{B\,max} - i_{B\,min}} \approx \frac{2u_{B\,max}}{i_{B\,max}}. \tag{7.90}$$

Puterea necesară la intrarea fiecăruia din cele două tranzistoare:

$$P_{in\,1} = \frac{1}{2} U_{B1} I_{B1} \approx \frac{1}{4} u_{B\,max} i_{B\,max}. \tag{7.91}$$

Puterea de intrare totală necesară:

$$P_{in} = U_{B1} I_{B1} = \frac{1}{2} u_{B\,max} i_{B\,max} \tag{7.92}$$

Amplificarea de putere a întregului etaj:

$$A_p = \frac{P_{uc}}{P_{in}} = \frac{(u_{c\,max} - u_{c\,min})\,(i_{c\,max} - i_{c\,min})}{u_{B\,max} i_{B\,max}} \approx \frac{E_c}{u_{B\,max}} \cdot \frac{i_{c\,max}}{i_{B\,max}} \tag{7.93}$$

Rezistența înfășurărilor transformatorului de ieșire:

$$r_1 = 0{,}293\ R_{CC}(1 - \eta_{Tr}) \tag{7.94}$$

$$r_2 = 0{,}414\ R_d \frac{1 - \eta_{Tr}}{\eta_{Tr}}. \tag{7.95}$$

Inductanța totală a primarului transformatorului de ieșire:

$$L_1 \geqslant \frac{R_{cc} - r_1}{2\pi f_{min} \sqrt{M_j^2 - 1}} \tag{7.96}$$

și inductanța de scăpări:

$$L_s \leqslant \frac{R_{ieș} + R_{cc}}{2\pi f_{max}} \sqrt{M_s^2 - 1} \tag{7.97}$$

(în care $R_{ieș}$ este rezistența de ieșire a tranzistoarelor finale) care poate fi aproximată prin relația:

$$L_s \leqslant \frac{2R_{cc}}{2f_{max}} \sqrt{M_s^2 - 1}. \tag{7.98}$$

Rezistența R_1 se calculează astfel încît, fără semnal, la baze să se aplice tensiunea inițială de polarizare ($U_{BE0} = U_{R1}$):

$$R_1 = \frac{U_{BE0}}{I_D}, \tag{7.99}$$

în care I_D este (v. fig. 7.11, *a*) curentul debitat direct prin rezistențele R_1 și R_2 de către bateria e_C.

Rezistența R_2 se calculează cu rel. (7.25).

Rezistențele R_3 și R_4 (de obicei nesuntate de condensatoare) servesc pentru echilibrarea etajului și pentru stabilizare față de variațiile de temperatură; datorită lor se produce o reacție negativă (cu efecte utile) dar are loc în ele și o pierdere de putere utilă ; de acea aceste rezistențe se calculează astfel încît pierderea de putere utilă în fiecare din ele să fie de ordinul (0,02—0,06) P_{uc}:

$$R_4 \leqslant (0{,}02 - 0{,}06)\, R_{c1} \tag{7.100}$$

Exemplu. Să se proiecteze etajul din fig. 7.11, *a*, știind: $P_{u\,dif} = 2{,}5$ W; $d_{max} = 6\%$; $E_c = 9$ V; $R_d = 4\ \Omega$; banda de trecere ($f_{min} = 100$ Hz, $f_{max} = 4\,500$ Hz, $M_j = M_s = 1{,}41$).

Adoptînd $\eta_{Tr} = 0{,}8$ se calculează puterea utilă (totală) necesară în primarul transformatorului — rel. (7.29) în care se pune $P_{u\,dif}$ în loc de P_{if};

$$P_{u\ necesară} = \frac{P_{u\,dif}}{\eta_{Tr}} = \frac{2{,}5}{0{,}8} = 3{,}1\ \text{W}.$$

Se aleg tranzistoare de putere AD 155 ale căror caracteristici statice sînt prezentate în fig. 7.12 și 7.13 și avînd $i_{c\,max\,adm} = 2$ A; $P_{d\,max\,adm} = 6$ W.

Se alege (fig. 7.12) o tensiune de polarizare inițială a bazei $U_{BE0} = 0{,}15$ V la care corespunde $I_{B0} = 150\ \mu$A și un curent inițial de colector (fig. 7.12) $I_{C0} = 15$ mA.

Apreciem pierderea de tensiune de cc pe jumătate din rezistența primarului $r_1/_2$ și pe fiecare din rezistențele R_4 (cu semnal maxim) ca fiind în total de 0,5 V; deci în aceste condiții (cu semnal maxim) tensiunea punctului inițial (mediu) de funcționare M este (pentru fiecare tranzistor) $U_{CE0} = u_{c\,max} = 0{,}85$ V.

Pe timpul funcționării limităm tensiunea minimă de colector la $u_{c\,min} = 1$ V.

Amplitudinea (fundamentalei tensiunii de colector va fi — rel. (7.80, *a*);

$$U_c = (u_{c\,max} - u_{c\,min}) = (8{,}5 - 1) = 7{,}5\ \text{V}.$$

Din rel. (7.83) se deduce — orientativ — curentul de colector necesar pentru obținerea puterii utile:

$$i_{c\,max\,necesar} \approx \frac{2P_{uc}}{E_c} = \frac{2 \cdot 3{,}1}{9} \approx 0{,}7\ \text{A}.$$

Arhiva digitala SaDAng

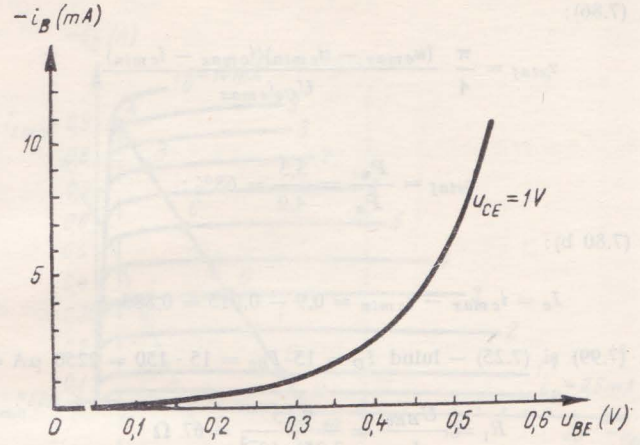


Fig. 7.12. Caracteristica statică de intrare a tranzistorului AD 155.

Prin punctul inițial de funcționare dinamică $M(U_{C0} = 8{,}5$ V; $I_{C0} = 1{,}7$ mA) se duce (prin încercări) caracteristica dinamică pentru fiecare tranzistor AM astfel ca i_{cmax} să fie cel puțin egal cu 0,7 A și obținînd (pentru punctul A) valorile limită: $i_{B\,max} = 9$ mA, $i_{cmax} = 0{,}9$ A, $u_{CE\,min} = 1$ V.

Se calculează:

— cu rel. (7.81);

$$R_{CC} = 4\,\frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{min}} = 4\,\frac{8{,}4 - 1}{(0{,}9 - 0{,}015)} = 33\ \Omega;$$

— cu rel. (7.82):

$$\frac{2n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{\eta_{Tr} R_{CC}}{R_d}} = \sqrt{\frac{0{,}8 \cdot 33}{4}} \approx 2{,}5;$$

— cu rel. (7.83) puterea utilă reală totală în primarul transformatorului:

$$P_{uc} = \frac{1}{2}\,(u_{c\,max} - u_{c\,min})\,(i_{c\,max} - i_{c\,min}) = \frac{1}{2}\,(8{,}5 - 1)$$

$$(0{,}9 - 0{,}015) = 3{,}3\ \text{W};$$

— cu rel. (7.84) puterea disipată:

$$P_d = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right) P_{uc} = \left(\frac{4}{3{,}14} - 1\right) 3{,}3 = 0{,}9\ \text{W}$$

mai mică decît puterea de disipație maximă (6 W) admisă de tranzistoare;

— cu rel. (7.85):

$$P_a = 2U_{C0}\,\frac{i_{c\,max}}{\pi} = 2 \cdot 8{,}5\,\frac{0{,}9}{3{,}14} = 4{,}9\ \text{W};$$

— cu rel. (7.86):

$$\eta_{etaj} = \frac{\pi}{4} \frac{(u_{c\,max} - u_{c\,min})(i_{c\,max} - i_{c\,min})}{U_{C0} i_{c\,max}}$$

sau

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uc}}{P_a} = \frac{3{,}3}{4{,}9} = 68\%;$$

— cu rel. (7.80 b):

$$I_c = i_{c\,max} - i_{c\,min} = 0{,}9 - 0{,}015 = 0{,}885 \text{ A},$$

— cu rel. (7.99) și (7.25) — luînd $I_D = 15\ I_{B0} = 15 \cdot 150 = 2250\ \mu\text{A} = 2{,}25$ mA:

$$R_1 = \frac{U_{BE0}}{I_D} = \frac{0{,}15}{2{,}25 \cdot 10^{-3}} = 67\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{E_c - R_1 I_D}{I_D + I_{B0}} = \frac{9 - 67 \cdot 2{,}25 \cdot 10^{-3}}{(2{,}25 + 0{,}15)\ 10^{-3}} = 3{,}25\ \text{k}\Omega.$$

Pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate se completează tabelul 4 (așa cum s-a arătat în § 7.3.2.), fiecare linie din tabel corespunzînd la cîte un punct de pe caracteristica dinamică din fig. 7.13; valorile u_{BE} sînt deduse din fig. 7.12. Caracteristica $i_c - e_g$ care se obține din ta-

Tabelul 7.4

Punctul	i_c A	i_B mA	u_{BE} V	$R_g = 100\ \Omega$ $e_g = u_{BE} + R_g i_B$
A	0,9	9	0,53	1,43
B	0,75	7	0,51	1,21
C	0,59	5	0,475	0,975
D	0,35	3	0,42	0,72
E	0,11	1	0,3	0,4
M	0,015	0,15	0,15	0,152

Arhiva digitala SaDAng

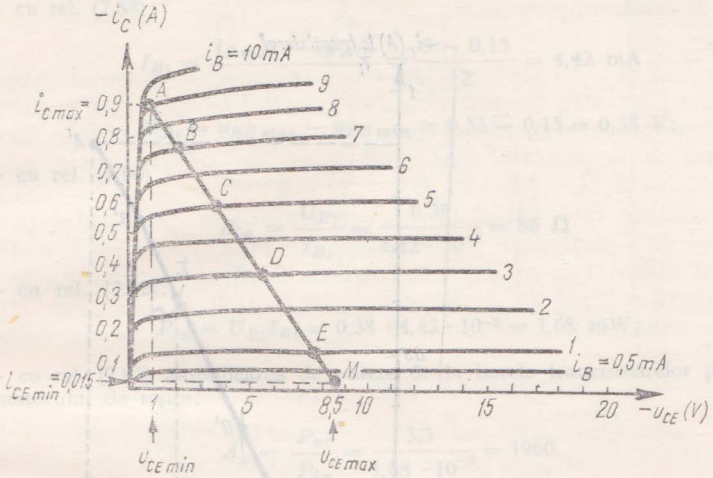


Fig. 7.13. Diagramă pentru proiectarea amplificatorului final clasă B cu tranzistoare AD 155.

belul 7.4 se referă numai la un singur tranzistor; caracteristica $i_c - e_g$ a întregului etaj se obține trasînd simetric de două ori această caracteristică parțială în cadranele *1* și *3* (v. fig. 7.14).

Pentru a calcula distorsiunile de neliniaritate, pe curba din fig. 7.14 se află următoarele valori:

$$e_{g\,max} = 1{,}43 \text{ V}; \quad i_{c\,max} = 0{,}9 \text{ A}.$$

$$e_{gT} = \frac{e_{g\,max}}{\sqrt{2}} \approx 1{,}01 \text{ V}; \quad i_{CT} = 0{,}61 \text{ A}$$

$$e_{g\,min} = -0{,}152 \text{ V}; \quad i_{c\,min} = -1 \text{ A}$$

$$e_{gS} = -\frac{e_{g\,max}}{\sqrt{2}} = \frac{-1{,}43}{\sqrt{2}} = -1{,}01 \text{ V}; \quad i_{CS} = -0{,}61 \text{ A}.$$

Calculăm armonica întîia a curentului de colector—rel. (7.76) adaptată la notațiile de aici:

$$I_{C1} = \frac{(i_{CT} - i_{CS})\sqrt{2} - (i_{c\,max} - i_{c\,min})}{4} = \frac{(0{,}61 + 0{,}61)\sqrt{2} + (0{,}9 + 0{,}9)}{4} = 0{,}88 \text{ A}$$

și armonica a treia — rel. (7.78):

$$I_{C3} = \frac{i_{c\,max} - i_{c\,min} - 2I_{c1}}{2} = \frac{0{,}9 + 0{,}9 - 0{,}88}{2} = 0{,}020 \text{ A}.$$

Armonica a doua I_{C2} se anulează datorită simetriei montajului.

Calculăm distorsiunile — rel. (7.79):

$$d = \frac{I_{c3}}{I_{c1}} 100 = \frac{0{,}020}{0{,}88} 100 = 2{,}3\%.$$

care sînt satisfăcătoare.

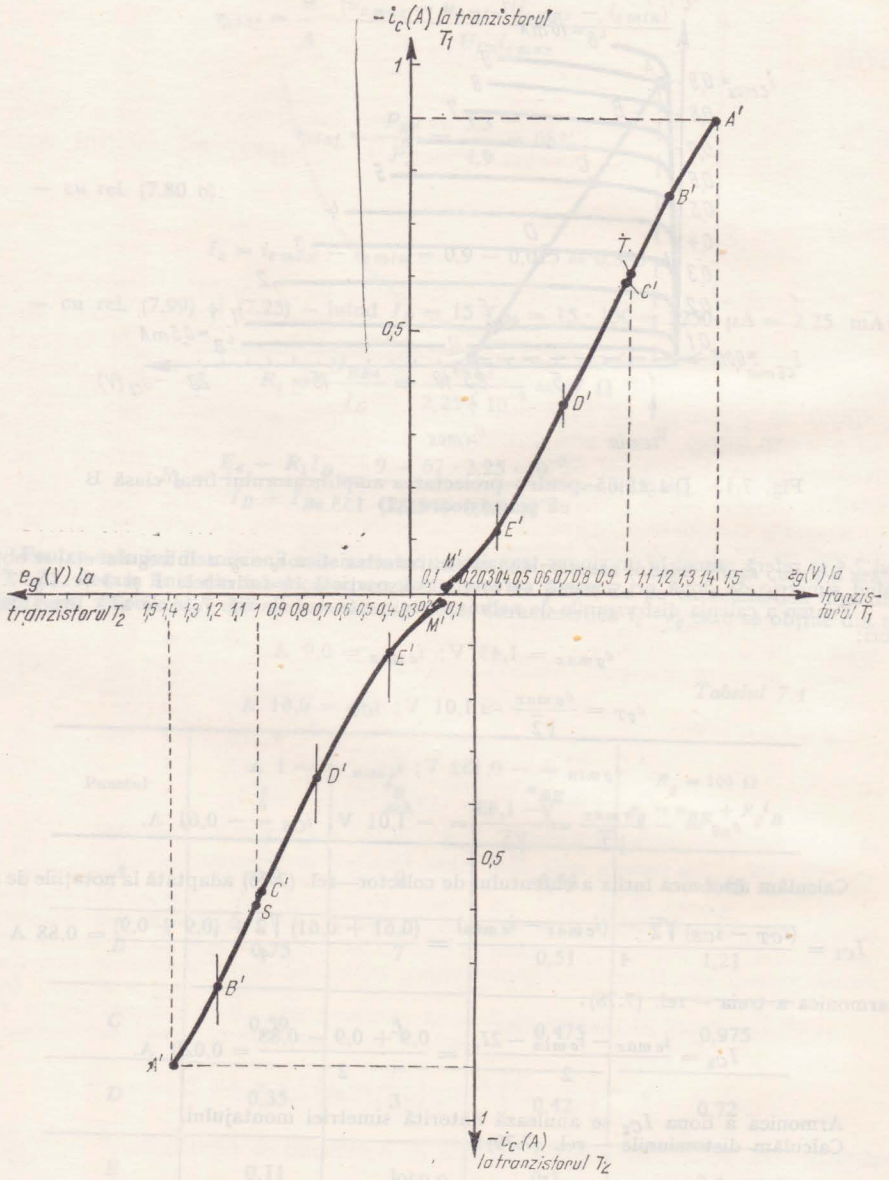


Fig. 7.14. Caracteristica dinamică „compusă" a amplificatorului din fig. 7.10.

Arhiva digitala SaDAng

Calculăm după aceea:
— cu rel. (7.88):

$$I_{B1} = \frac{i_{B\,max} - i_{B\,min}}{2} = \frac{9 - 0{,}15}{2} = 4{,}42 \text{ mA}$$

$$U_{B1} = u_{BE\,max} - u_{BE\,min} = 0{,}53 - 0{,}15 = 0{,}38 \text{ V};$$

— cu rel. (7.90)

$$R_{in} = \frac{U_{B1}}{I_{B1}} = \frac{0{,}38}{4{,}42 \cdot 10^{-3}} = 86\ \Omega$$

— cu rel. (7.92):

$$P_{in} = U_{B1} I_{B1} = 0{,}38 \cdot 4{,}43 \cdot 10^{-3} = 1{,}68 \text{ mW};$$

— cu rel. (7.93) amplificarea de putere de la bazele tranzistoarelor pînă la primarul transformatorului de ieșire:

$$A_p = \frac{P_{uc}}{P_{in}} = \frac{3{,}3}{1{,}68 \cdot 10^{-3}} = 1960.$$

Se poate calcula (v. § 7.3.2) puterea necesară P_g pe care trebuie să o debiteze generatorul și amplificarea de putere totală de la generator pînă la primarul transformatorului de ieșire.

Rezistențele R_4 au valorile — rel. (7.100):

$$R_4 = 0{,}04\ R_{c1} = 0{,}04\ \frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{c\,min}} = 0{,}04 \frac{8{,}5 - 1}{0{,}9 - 0{,}015} = 0{,}34\ \Omega.$$

Calculăm elementele transformatorului de ieșire — respectiv cu rel. (7.94) — (7.98):

$$r_1 = 0{,}293\ R_{cc}(1 - \eta_{Tr}) = 0{,}293 \cdot 33\ (1 - 0{,}8) \approx 2\Omega$$

$$r_2 = 0{,}41\ R_d \frac{1 - \eta_{Tr}}{\eta_{Tr}} = 0{,}414 \cdot 4 \frac{1 - 0{,}8}{0{,}8} = 0{,}41\ \Omega$$

$$L_1 \geqslant \frac{R_{cc} - r_1}{2\pi f_{min} \sqrt{M_j^2 - 1}} = \frac{33 - 1{,}8}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^2 \sqrt{1{,}41^2 - 1}} = 0{,}05 \text{ H}$$

$$L_s < \frac{2R_{cc}}{2\pi f_{max}} = \frac{2 \cdot 33}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3} = 0{,}0024 \text{ H}.$$

Cînd se aplică semnal maxim, prin fiecare tranzistor circulă un curent continuu de valoare $I_{c\,med} = i_{c\,max}/\pi = \frac{0{,}9}{3{,}14} = 0{,}285$ A, pierderea de tensiune de cc la jumătate din înfășurarea primară a transformatorului este $(r_1/2)\ I_{c\,med} = 1 \cdot 0{,}285 = 0{,}285$ V, iar la bornele fiecăreia din rezistențele R_4 este:
$R_4 I_{c\,med} = 0{,}34 \cdot 0{,}285 \approx 0{,}1$ V. Tensiunea efectivă de cc colector-emitor la fiecare tranzistor se obține scăzînd din tensiunea bateriei aceste pierderi de tensiune; se obține $U_{CE} = 9 - 0{,}285 - 0{,}1$ V $\approx 8{,}6$ V, ceea ce este foarte apropiat de ce s-a admis (8,5 V) în acest sens la începutul exemplului de față.

7.3.4. Calculul amplificatorului de audiofrecvență clasă B cvasicomplementar

În fig. 7.15 și 7.16 sînt arătate două scheme ale etajului care se calculează, diferențele între ele provenind din modul în care este realizat etajul prefinal. Tensiunea bateriei E_c se distribuie în părți egale la cele două tranzistoare, astfel că la punctul mediu tensiunea de colector este pe fiecare tranzistor $U_{CE0} = E_c/2$.

Și în cazul de față (ca și la schema tratată în paragraful precedent) punctul inițial de funcționare nu se stabilește la $u_{BE} = 0$ (și $i_c \approx 0$), ci la un mic curent inițial I_{C0}, aplicînd la intrarea fiecărui tranzistor cîte o mică polarizare directă inițială U_{BE0} de ordinul (0,1—0,2) V.

Primele armonici ale tensiunii și curentului alternativ de colector (la întreg etajul) sînt:

$$U_c = u_{c\,max} - u_{c\,min} = \frac{E_c}{2} - u_{c\,min} \approx \frac{E_c}{2} \tag{7.101}$$

$$I_c = i_{c\,max} - i_{c\,min} \approx i_{c\,max} \tag{7.102}$$

Rezistența de sarcină a fiecăruia dintre tranzistoare, în circuitul de colector, (v. fig. 7.17 — caracteristica dinamică AM) este:

$$R_c = R_d = \frac{U_c}{I_c} = \frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{c\,min}} \approx \frac{u_{c\,max}}{i_{c\,max}} = \frac{E_c}{2i_{c\,max}} = \frac{E_u^2}{8P_u}. \tag{7.103}$$

Aceasta este în același timp și rezistența de sarcină comună ambelor tranzistoare.

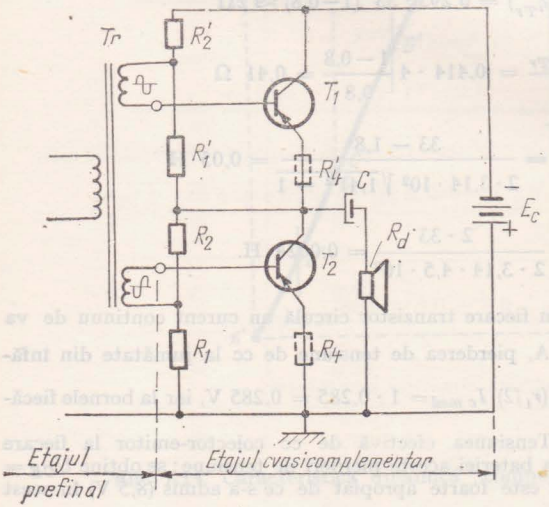


Fig. 7.15. Schema amplificatorului clasă B cvasicomplementar cu transformator defazor la intrare.

Arhiva digitala SaDAng

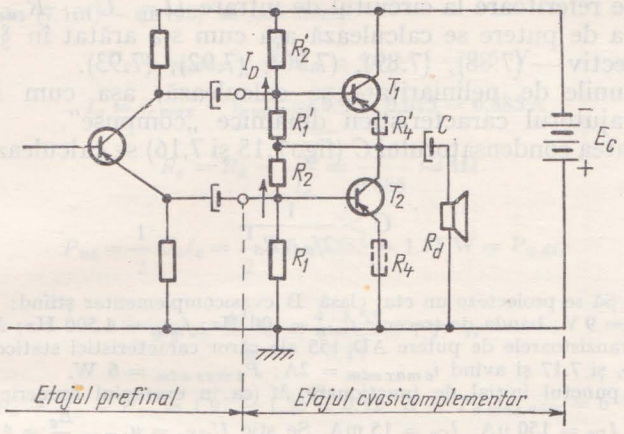


Fig. 7.16. Schema amplificatorului clasă B cvasicomplementar fără transformator defazor la intrare.

Puterea utilă totală maximă (cu semnal maxim, corespunzător situației din fig. 7.17) este:

$$P_{uc} = \frac{1}{2} U_c I_c = \frac{1}{2} (u_{c\,max} - u_{c\,min})(i_{c\,max} - i_{c\,min}) \approx \frac{1}{4} E_c i_{c\,max} = \frac{E_c^2}{8R_d}. \tag{7.104}$$

Puterea absorbită de un tranzistor este:

$$P_{a1} = U_{CE0} I_{C\,mediu} = U_{CE0} \frac{i_{c\,max}}{\pi} \approx \frac{E_c i_{c\,max}}{2\pi}, \tag{7.105}$$

iar puterea absorbită de etaj este dublă:

$$P_a = \frac{E_c i_{c\,max}}{\pi} = \frac{E_c^2}{2\pi R_d} = \frac{4P_{uc}}{\pi}. \tag{7.106}$$

Puterea disipată de etaj se calculează cu formula:

$$P_d = P_a - P_{uc} = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right) P_u = 0{,}27\ P_u = 0{,}034\ \frac{E_c^2}{R_d} \tag{7.107}$$

Randamentul etajului se găsește cu relația:

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uc}}{P_a} = \frac{\pi(u_{c\,max} - u_{c\,min})(i_{c\,max} - i_{c\,min})}{2E_c i_{c\,max}} \tag{7.108}$$

și are valoarea maximă (cînd $u_{c\,min} = 0$, $i_{c\,min} = 0$)

$$\eta_{etaj\,max} = \frac{\pi}{4} = 78{,}5\%.$$

Mărimile referitoare la circuitul de intrare (I_{B1}, U_{B1}, R_{in}, P_{in}) precum și amplificarea de putere se calculează așa cum s-a arătat în § 7.3.3. cu relațiile — respectiv — (7.88), (7.89), (7.90), (7.92), (7.93).

Distorsiunile de neliniaritate se calculează, așa cum s-a arătat în § 7.3.3., cu ajutorul caracteristicii dinamice „compuse".

Capacitatea condensatorului C (fig. 7.15 și 7.16) se calculează cu formula:

$$C > \frac{1}{2f_{min}R_d}. \tag{7.109}$$

Exemplu. Să se proiecteze un etaj clasă B cvasicomplementar știind: $P_{u\,dif} = 1{,}5$ W; $d_{max} = 6\%$; $E_c = 9$ V; banda de trecere: $f_{min} = 100$ Hz; $f_{max} = 4\,500$ Hz; $M_j = M_s = 1{,}41$.

Se aleg tranzistoarele de putere AD 155 ale căror caracteristici statice sînt prezentate în fig. 7.12, 7.13, și 7.17 și avînd $i_{c\,max\,adm} = 2$A; $P_{d\,max\,adm} = 6$ W.

Se alege punctul inițial de funcționare M (ca în exemplul numeric din § 7.3.3) cu: $U_{BE0} = 0{,}15$ V, $I_{B0} = 150$ μA, $I_{C0} = 15$ mA. Se știe $U_{CE0} = u_{c\,max}\frac{E_c}{2} = 4{,}5$ V (fig. 7.17).

Din rel. (7.104) se deduce — orientativ — curentul de colector necesar pentru a obține puterea utilă:

$$i_{c\,max\,nec} = \frac{4P_{uc}}{E_c} = \frac{4P_{u\,dif}}{E_c} = \frac{4 \cdot 1{,}5}{9} = 0{,}67 \text{ A}.$$

Pe curbele din fig. 7.17 se duce prin punctul M caracteristica dinamică AM (pentru fiecare din tranzistoarele finale) astfel încît curentul maxim să fie mai mare de valoarea 0,67 A și anume $i_{c\,max} = 0{,}9$ A, iar $u_{CE\,min}$ să fie destul de mică ($u_{CE\,min} = 1$ V).

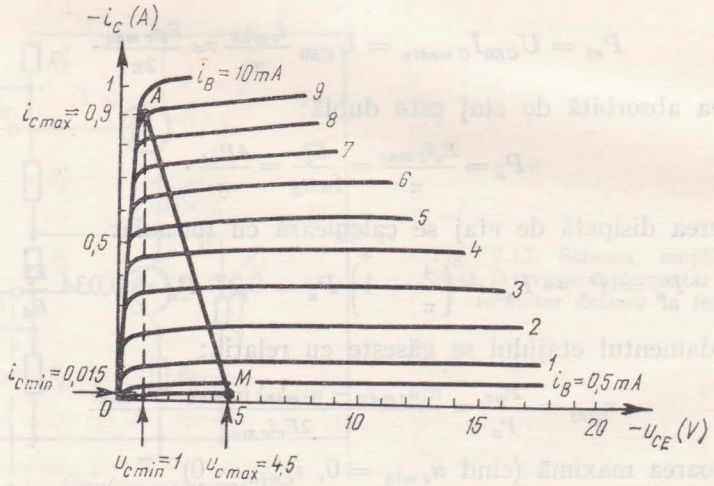


Fig. 7.17. Diagrama de funcționare a etajului cvasicomplementar în planul $i_c - u_{CE}$ (pentru fiecare din tranzistoarele T_1 și T_2).

Arhiva digitala SaDAng

Cu relațiile (7.101) — (7.108) se calculează:

$$U_c = u_{c\,max} - u_{c\,min} = 4{,}5 - 1 = 3{,}5 \text{ V}$$

$$I_c = i_{c\,max} - i_{c\,min} \approx 0{,}9 - 0{,}015 = 0{,}885 \text{ A}$$

$$R_c = R_d = \frac{U_c}{I_c} = \frac{3{,}5}{0{,}885} \approx 4\Omega$$

$$P_{uc} = \frac{1}{2} U_c I_c = \frac{1}{2} 3{,}5 \cdot 0{,}885 = 1{,}55 \text{ W} = P_{u\,dif}$$

$$P_a = \frac{4P_{uc}}{\pi} = \frac{4 \cdot 1{,}55}{3{,}14} = 1{,}97 \text{ W}$$

$$P_d = P_a - P_{uc} = 1{,}97 - 1{,}55 = 0{,}42 \text{ W} < P_{d\,max\,adm} = 6 \text{ W}$$

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{uc}}{P_a} = \frac{1{,}55}{1{,}97} = 0{,}78.$$

Cu relațiile (7.88) — (7.93) se calculează pentru circuitul de intrare (știind: $i_{B\,min} = 0{,}15$ mA, $u_{BE\,min} = 0{,}15$ V iar din tabelul 7.4 sau fig. 7.17 și 7.12: $i_{B\,max} = 9$ mA, $u_{BE\,max} = 0{,}53$ V)

$$I_{B1} = \frac{i_{B\,max} - i_{B\,min}}{2} = \frac{9 - 0{,}15}{2} = 4{,}42 \text{ mA}$$

$$u_{B1} = u_{BE\,max} - u_{BE\,min} = 0{,}53 - 0{,}15 = 0{,}38 \text{ V}$$

$$R_{in} = \frac{U_{B1}}{I_{B1}} = \frac{0{,}38}{4{,}42 \cdot 10^{-3}} = 86 \ \Omega$$

$$P_{in_1} = \frac{U_{B1} I_{B1}}{2} = \frac{0{,}38 \cdot 4{,}42 \cdot 10^{-3}}{2} = 0{,}84 \text{ mW}$$

$$P_{in} = 2\, P_{in_1} = 2{,}0{,}84 = 1{,}68 \text{ mW}$$

Se stabilește că valoarea curentului I_D debitat de la bateria E_c prin rezistențele R_1, R_2, R_1', R_2' (fig. 7.16) să fie

$$I_D = 10\ I_{B0} = 10 \cdot 0{,}15 = 1{,}5 \text{ mA}.$$

Rezistența totală a divizorului (suma celor patru rezistențe) va fi:

$$R_t = \frac{E_c}{I_D} = \frac{9}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 6\,000 \ \Omega.$$

Pentru fiecare tranzistor se va folosi jumătate din R_t, deci:

$$R_1 + R_2 = R_1' + R_2' = \frac{R_t}{2} = \frac{6\,000}{2} = 3\,000 \ \Omega.$$

Calculăm R_1 și R_1' astfel ca la bornele lor să apară tensiunile inițiale de bază U_{BE0}:

$$R_1 = R_1' = \frac{U_{BE0}}{I_D} = \frac{0{,}15}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 100\ \Omega$$

și apoi rezultă

$$R_2 = R_2' = \frac{R_t}{2} - R_1 = 3000 - 100 = 2900\ \Omega.$$

Pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate se procedează exact ca în exemplul numeric din § 7.3.3 (cu specificația ca în cazul de față de folosește $R_g = R_1 = 100\ \Omega$), se trasează caracteristica dinamică „compusă" $i_c - e_g$ pentru întregul etaj (similar cu fig. 7.14) și prin analiza armonică se deduc distorsiunile reale. Aceste calcule nu se mai prezintă aici.

Rezistențele R_4 și R_4' (cînd se folosesc în schemă) se calculează — așa cum s-a arătat în § 7.3.3. — astfel ca puterea utilă pierdută în ele să fie foarte mică față de puterea utilă maximă; practic rezultă pentru aceste rezistențe valori de cîțiva ohmi.

Calculăm capacitatea condensatorului C — rel. (7.109):

$$C > \frac{1}{2\pi f_{min} R_d} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^2 \cdot 4} = 400\ \mu\text{F}.$$

Practic se adoptă valoarea C de la cîteva sute pînă la o mie de microfarazi.

7.3.5. Calculul amplificatorului de audiofrecvență clasă B cu simetrie complementară

Schema acestui amplificator se găsește în fig. 7.18 și 7.19 și conține tranzistoarele complementare T_1 și T_2. Ca și în schema din § 7.3.4 la fiecare tranzistor se distribuie tensiunea $U_{CE0} = \frac{E_c}{2}$.

Fiecare din tranzistoarele finale T_1 și T_2 funcționează în montaj cu colectorul comun, cu amplificare de tensiune subunitară și deci cu tensiune de semnal în sarcina (difuzor) mai mică decît aceea de la intrare; difuzorul se găsește în circuitul comun al emitorilor iar colectoarele sînt conectate prin sursa de alimentare; amplificarea de putere a acestui etaj este mică și de aceea această amplificare este realizată în principal în etajul prefinal. Datorită faptului că la intrarea etajului final este necesar pentru ambele tranzistoare un singur semnal (iar funcționarea pe rînd a fiecăruia din tranzistoarele finale se datorește faptului că acestea sînt de tipuri diferite — *pnp* și *npn*) etajul prefinal este de obicei un etaj cu ieșire nesimetrică (fig. 7.18 și 7.19). În varianta din fig. 7.19 prin legarea bornei de sus (în schemă) a rezistenței de sarcină R_s a preamplificatorului la borna de jos a difuzorului (în loc de legarea la $-E_c$) se obține o creștere a mărimii tensiunii de alimentare a etajului prefinal de aprox. 1,5 ori, pentru că la bornele difuzorului se găsește întreaga tensiune de semnal de

Arhiva digitala SaDAng

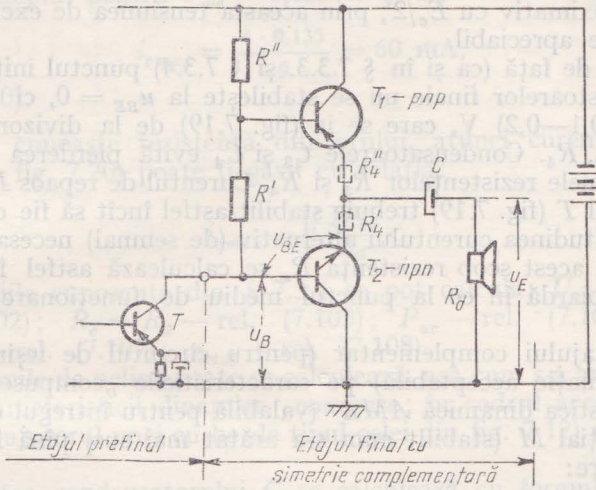


Fig. 7.18. Schema amplificatorului clasă B cu simetrie complementară.

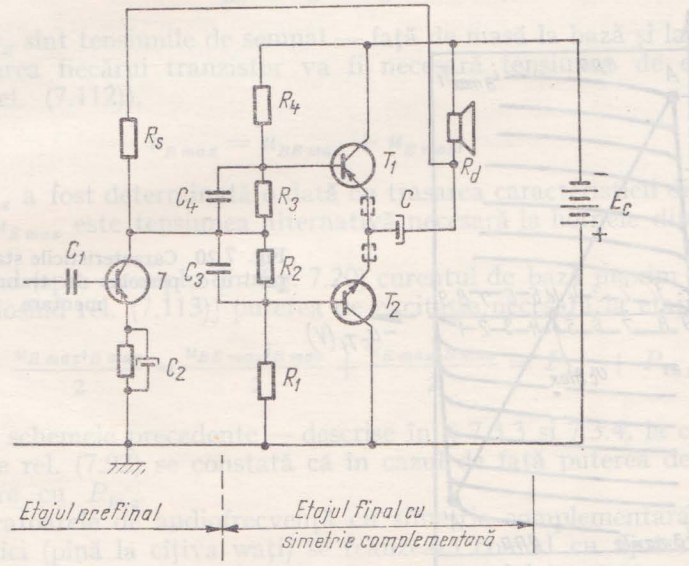


Fig. 7.19. Schema amplificatorului clasă B cu simetrie complementară.

ieșire, egală aproximativ cu $E_c/2$; prin aceasta tensiunea de excitație a etajului final crește apreciabil.

Și în cazul de față (ca și în § 7.3.3. și § 7.3.4) punctul inițial de funcționare al tranzistoarelor finale nu se stabilește la $u_{BE} = 0$, ci la o valoare oarecare U_{BE0} (0,1—0,2) V, care se ia (fig. 7.19) de la divizorul de rezistențe R_1, R_2, R_3, R_4. Condensatoarele C_3 și C_4 evită pierderea de tensiune de semnal la bornele rezistențelor R_3 și R_4. Curentul de repaos I_{C0T} al tranzistorului prefinal T (fig. 7.19) trebuie stabilit astfel încît să fie cu puțin mai mare decît amplitudinea curentului alternativ (de semnal) necesar la intrarea etajului final; în acest scop rezistența R_s se calculează astfel încît la bornele sale să se piardă în cc la punctul mediu de funcționare o tensiune egală cu $E_C/2$.

Calculul etajului complementar (pentru circuitul de ieșire) se poate face (cu aproximație acceptabilă) pe caracteristicile „compuse" (fig. 7.20) în care caracteristica dinamică AMA' (valabilă pentru întregul etaj) se duce prin punctul inițial M (stabilit cum s-a arătat mai sus) pînă la un curent maxim de valoare:

$$i_{C\,max} = \frac{4P_{uC}}{E_C}, \tag{7.110}$$

în care P_{uC} este puterea utilă necesară a fi dezvoltată în difuzor.

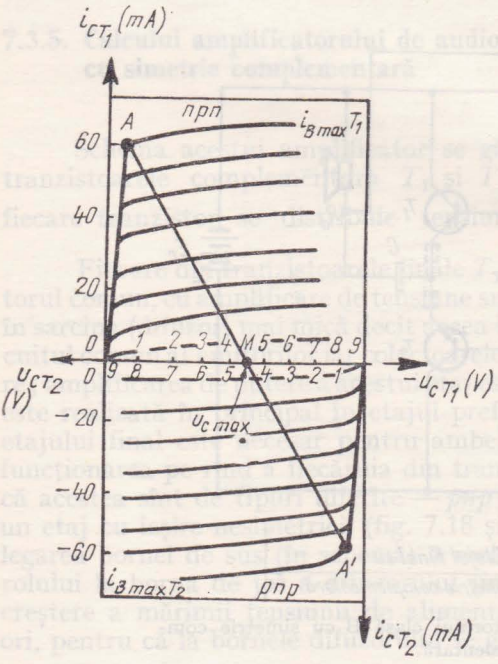


Fig. 7.20. Caracteristicile statice „compuse" pentru o pereche de tranzistoare complementare

Arhiva digitala SaDAng

Spre exemplu, pentru $P_{uc} = 0{,}135$ W și $E_c = 9$ V se găsește

$$i_{c\,max} = \frac{4 \cdot 0{,}135}{9} = 60 \text{ mA},$$

(ca în fig. 7.20).

Dacă se cunoaște rezistența difuzorului, atunci curentul $i_{c\,max}$ (deci punctul A din fig. 7.20) poate fi găsit cu relația:

$$i_{c\,max} = \sqrt{\frac{2P_{uc}}{R_d}}. \tag{7.111}$$

Cu relațiile cunoscute din § 7.3.4 se pot calcula: U_c — rel. (7.101); I_c — rel. (7.102); $R_c = R_d$ — rel. (7.103); P_{uc} — rel. (7.104); P_a — rel. (7.106); P_d — rel. (7.107); η_{etaj} — rel. (7.108).

Distorsiunile de neliniaritate se calculează, așa cum s-a arătat în § 7.3.3. cu ajutorul caracteristicii dinamice „compuse; în cadrul acestei operații se determină (cu ajutorul unei curbe de tipul celei din fig. 7.12) valorile $U_{BE\,max}$ și $u_{BE\,min}$.

Capacitatea condensatorului C se calculează cu formula (7.109).

Rezistențele R_1, R_2 , R_3, R_4 (fig. 7.19) se calculează așa cum s-a arătat în paragrafele precedente, astfel încît să se asigure la tranzistoarele finale T_1, T_2 polarizările inițiale stabilite $U_{BE0} = (0{,}1—0{,}2)$ V.

În circuitul de intrare al fiecărui tranzistor tensiunea efectivă de comandă (de semnal) u_{BE} este (fig. 7.18):

$$u_{BE} = u_B - u_E; \tag{7.112}$$

în care u_B și u_E sînt tensiunile de semnal — față de masă la bază și la emitor.

La intrarea fiecărui tranzistor va fi necesară tensiunea de excitație dedusă din rel. (7.112)).

$$u_{B\,max} = u_{BE\,max} + u_{E\,max}, \tag{7.113}$$

în care $u_{BE\,max}$ a fost determinată o dată cu trasarea caracteristicii dinamice, compusă iar $u_{E\,max}$ este tensiunea alternativă necesară la bornele difuzorului (rel. (7.101).

Cunoscînd (spre exemplu din fig. 7.20) curentul de bază maxim $i_{B\,max}$ se calculează [folosind rel. (7.113)] puterea de excitație necesară la etajul final:

$$P_{in} = \frac{u_{B\,max} i_{B\,max}}{2} = \frac{u_{BE\,max} i_{B\,max}}{2} + \frac{u_{E\,max} i_{B\,max}}{2} = P_{in\,1} + P_{in\,2}$$

Față de schemele precedente — descrise în § 7.3.3 și 7.3.4. la care P_{in} a fost dată de rel. (7.92) se constată că în cazul de față puterea de intrare este mai mare cu $P_{in\,2}$.

Amplificatoarele de audiofrecvență cu simetrie complementară de puteri relativ mici (pînă la cîțiva wați) se realizează comod cu ajutorul tranzistoarelor complementare pnp și npn construite special în acest scop.

Pentru puteri mari (zeci de waţi şi mai mult) apar dificultăţi pentru că la asemenea puteri se găsesc fie tranzistoare pnp de germaniu, fie tranzistoare *npn* de siliciu; a alege dintre acestea, perechi *pnp* şi *npn* nu reprezintă o soluţie fericită, în special din cauza neidentităţii parametrilor tranzistoarelor respective. În aceste cazuri, soluţia modernă este să se folosească în etajele finale mai multe tranzistoare (dubleţi, tripleţi) compuse în conexiune Darlington. Întrucît domeniul acestor puteri de ieşire iese din cadrul lucrării de faţă, această problemă nu este prezentată aici, dar poate fi găsită în [41].

În aceeaşi lucrare [41] se prezintă şi etajul pilot (cu tranzistorul T — fig. 7.18 şi 7.19) care atacă amplificatorul final cu simetrie complementară.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 8

Dispozitive de reglaj automat

8.1. Reglajul automat al amplificării

8.1.1. Generalități

Reglajul automat al amplificării (RAA) se folosește pentru protecția receptorului împotriva supraîncărcării și a pierderii semnalului în cazul variațiilor mari ale amplitudinilor semnalelor de la intrare. Aceste variații pot depăși 60—100 dB. RAA asigură în astfel de condiții o tensiune de ieșire relativ constantă (variațiile admisibile reprezintă în unele situații 1—4 dB).

În radioreceptoare se folosesc de regulă sisteme RAA cu reacție. Schema — bloc simplificată a amplificatorului reglat este prezentată în fig. 8.1. Tensiunea de ieșire U_2 se aplică la circuitul de comandă, care conține un demodulator, iar în unele situații și amplificatoare de curent alternativ sau de curent continuu. Tensiunea de comandă U_c se aplică, prin filtrul F fie la un amplificator, fie la un atenuator cu coeficient de amplificare reglabil A_{reg}. Mai rar se folosesc în locul demodulatorului și filtrului alte convertoare inerțiale, ca de exemplu termorezistențe cu încălzire indirectă. Amplificatoarele A_N se pot afla în interiorul buclei de reacție sau în afara ei.

În condițiile tehnice se impune variația tensiunii de intrare:

$$p_{in} = \frac{U_{1\,max}}{U_{1\,nom}}$$

și variația corespunzătoare la ieșire;

$$p_{ieș} = \frac{U_{2\,max}}{U_{2\,nom}},$$

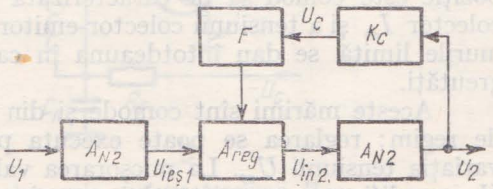


Fig. 8.1. Schema-bloc simplificată a amplificatorului reglat.

Cînd semnalul crește față de valoarea nominală pînă la valoarea maximă, coeficientul de reglare a amplificării se micșorează de la $K_{reg\ max}$ la $K_{reg\ min}$.

Gradul necesar de variație a coeficientului K_{reg} se determină prin inegalitatea:

$$\sigma = \frac{K_{reg\ max}}{K_{reg\ min}} \geqslant \frac{p_{in}}{p_{ieș}}. \tag{8.1}$$

Valoarea K_{reg} poate fi modificată fie prin modificarea regimului tranzistoarelor în curent continuu (RAA de regim) fie cu ajutorul unor elemente neliniare suplimentare păstrînd neschimbat punctul de funcționare al etajelor amplificatoare.

Deosebirea esențială dintre RAA de regim cu tranzistoare și schemele de RAA cu tuburi electronice constă în faptul că admitanțele totale de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor sînt foarte mari și variază mult în procesul de reglare. Ca urmare, se micșorează profunzimea reglării, se modifică banda de trecere și frecvența de acord și este necesar să se furnizeze o putere mare de la circuitul de comandă. De asemenea, alte neajunsuri ale schemelor de RAA de regim sînt: instabilitatea punctului de funcționare cu temperatura și distorsiunile de neliniaritate mai mari.

Aceste neajunsuri lipsesc într-o măsură oarecare la metoda în care nu se variază regimul de funcționare în curent continuu.

Amplificatoarele cu reglare a regimului de funcționare sînt ușor de realizat practic. Acest tip de RAA se folosește de regulă, în receptoarele de radiodifuziune și destul de frecvent și în receptoare cu destinații speciale. Neajunsurile amintite pot fi reduse la minim dacă se face o proiectare și o reglare corectă.

Domeniul de utilizare a procedeelor mai complexe de reglare este limitat la cazurile cînd metoda de regim este inutilizabilă. O astfel de situație apare, de exemplu, pentru valori foarte mari ale lui σ, cînd amplificarea minimă a amplificatorului reglat trebuie să fie mai mică decît unitatea, precum și la frecvențe foarte mari, cînd capacitățile circuitelor sînt date de capacitățile de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor.

8.1.2. Scheme de reglare a regimului de funcționare

Reglarea regimului de funcționare se bazează pe dependența proprietăților de amplificare ale tranzistoarelor de punctul de funcționare a cărui poziție este comod să fie caracterizată prin valorile curentului continuu de colector I_c, și a tensiunii colector-emitor U_{ce}. Valorile I_c și U_{ce} pentru regimurile limită se dau întotdeauna în cataloage; măsurarea lor nu prezintă greutăți.

Aceste mărimi sînt comode și din punct de vedere al clasificării RAA de regim: reglarea se poate executa prin variația curentului I_c sau prin variația tensiunii U_{ce}. La micșorarea valorilor curentului I_c sau a tensiunii U_{ce} amplificarea tranzistorului se micșorează.

Arhiva digitala SaDAng

Reglarea prin variația tensiunii U_{ce} este eficace numai pentru $|U_{ce}| < (1 - 1{,}5)$V. Pentru tensiuni mai mari amplificarea variază puțin.

Comanda directă pe colector este asociată (fig. 8.2, *a*) cu consum mare de putere. În astfel de scheme este necesar un amplificator RAA. U_{ce} este reglată mai simplu prin aplicarea tensiunii U_c în circuitul bazei în sensul de deschidere a joncțiunii emitor-bază. În circuitul de colector se introduce rezistența R_c și capacitatea de blocare C_{bl} (fig. 8.2, *b*). Cu creșterea $|U_c|$ se mărește curentul I_c, iar tensiunea $U_{ce} = U_s - I_c R_c$ se micșorează.

În această schemă variațiile mărimilor I_c și U_{ce} sînt de sens contrar și micșorează profunzimea reglării. Variația relativă a I_c nu trebuie să fie mare:

$$\frac{\Delta I_c}{I_c} \ll \frac{\Delta U_{ce}}{U_{ce}}.$$

Pentru aceasta trebuie îndeplinită condiția $U_s \gg U_{ce}$.

Dacă tensiunea alternativă pe colector crește, iar tensiunea U_{ce} scade apare pericolul limitării semnalului. De asemenea, pentru tensiuni U_{ce} mici crește mult capacitatea neliniară a joncțiunii de colector. De aceea reglarea prin variația tensiunii U_{ce} este însoțită de distorsiuni mari de neliniaritate și de frecvență și se folosește destul de rar.

În majoritatea schemelor, parametrul reglat este curentul I_c.

Variația curentului I_c se poate face prin aplicarea unei tensiuni de comandă pe baza sau pe emitorul etajelor reglate. În cazul reglajului pe emitor (fig. 8.3, *a*) crește stabilitatea funcționării dar crește mult și puterea solicitată de la dispozitivul de comandă. Mult mai des este folosită comanda pe bază (fig. 8.3, *b*). Aici, ca și în fig. 8.2, *b* se folosesc proprietățile de amplificare ale tranzistoarelor reglate.

Circuitul de reglare în RAA de regim funcționează cu sarcina variabilă. În procesul de reglare, conductanța de intrare a tranzistoarelor în curent continuu $g_{in\,0}$ se micșorează. În regim inițial $I_c = I_{c\,max}$ și $g_{in\,0} = g_{in\,max}$.

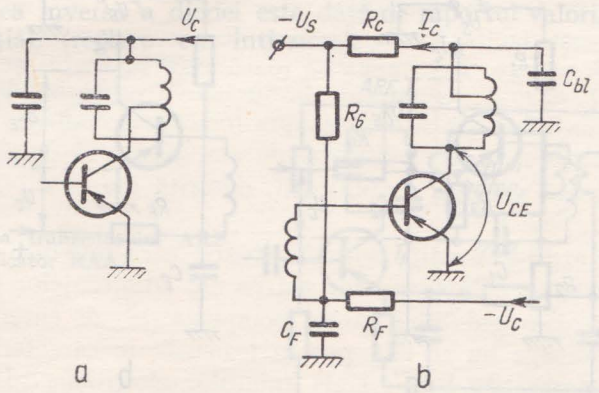


Fig. 8.2. Scheme de reglare prin variația tensiunii U_{ce}.

Rezistența filtrului RAA se alege de obicei din condiția:

$$R_F \geqslant \frac{5-20}{S i n o m a x}. \tag{8.2}$$

Totodată, se poate considera că tranzistorul reglat este comandat de către un generator de curent (comandă prin curentul de bază).

În cazul unei inegalități inverse se obține comanda prin tensiunea de bază. În acest caz circuitul de comandă trebuie să aibă o rezistență de intrare mică, ceea ce complică schema RAA. În plus, în aceste scheme este greu să se realizeze filtrarea semnalului de comandă (rezistența filtrului este mică). Acest procedeu nu este folosit în practică.

Pentru mărirea eficacității reglării se folosesc scheme complexe de RAA de regim. Să analizăm cîteva dintre ele.

Din cauza existenței rezistențelor în circuitul de emitor, în filtrul de separare etc., cu micșorarea curentului I_e se mărește tensiunea U_{ce} ceea ce înrăutățește reglarea. Uneori se realizează simultan variația curentului I_e și a tensiunii U_{ce}. O astfel de reglare se poate realiza prin introducerea tranzistorului de comandă în circuitul de alimentare al etajelor reglate. La creșterea semnalului tranzistorul T_1 (fig. 8.4) se închide, comandînd prin divizoarele rezistive din baze curenții tranzistoarelor reglate T_2, T_3. Variația tensiunii U_{ce} se face direct în circuitul de colector. În cazul unei reglări combinate se îmbunătățește stabilitatea benzii de trecere și a frecvenței de acord.

Neajunsul schemei din fig. 8.4 constă în faptul că necesită un tranzistor suplimentar T_1. Uneori, chiar pentru procedee mai simple reglarea se realizează greu fără amplificator RAA de comandă a mai multor etaje, mai ales dacă ele sînt stabilizate în curent continuu. În astfel de situații se poate evita folosirea tranzistorului suplimentar, folosind pentru amplificarea sem-

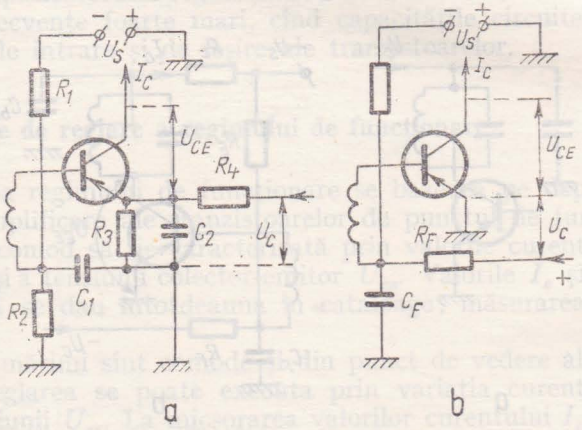


Fig. 8.3. Scheme de comandă pe emitor și pe bază.

Arhiva digitala SaDAng

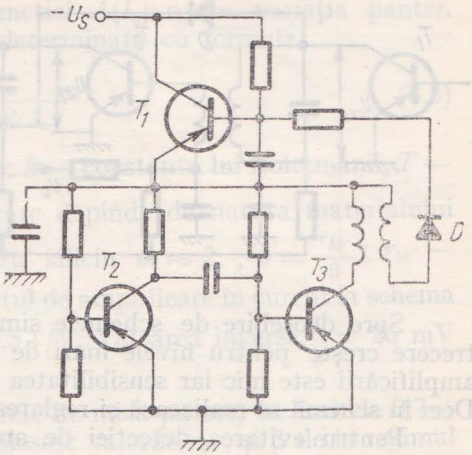


Fig. 8.4. Schemă de reglare combinată.

nalului de RAA tranzistoarele din blocul de înaltă frecvență sau de joasă frecvență.

De exemplu, în schema din fig. 8.5 în circuitul detectorului RAA este introdus tranzistorul (comandat de RAA) din etajul ARF T_1, care la rîndul său, prin bază, comandă tranzistorul T_2. În circuitul emitorului T_1 se pot introduce (în curent continuu) cîteva etaje comandate.

Reglarea regimului de funcționare este însoțită destul de frecvent de o șuntare suplimentară. În aceste scheme variațiile tensiunii U_{ce} comandă dioda care șuntează sarcina din colectorul tranzistorului T_1 (fig. 8.6).

Tranzistorul T_2 este supus reglării. În regim inițial $|U_{ce2}| < |U_{ce1}|$ de aceea dioda D este blocată. La o anumită valoare a curentului I_{c2} ea se deblochează și factorul de calitate al circuitului din colectorul tranzistorului T_1 scade mult, iar amplificarea primului etaj se micșorează în mod corespunzător.

Polarizarea inversă a diodei este dată de raportul valorilor U_{ce2} și U_{ce1} în regim inițial (reglare cu întîrziere).

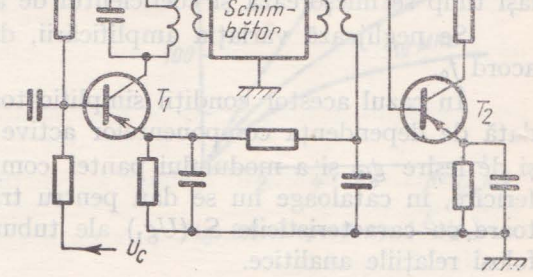


Fig. 8.5. Folosirea tranzistorului ARF ca amplificator RAA.

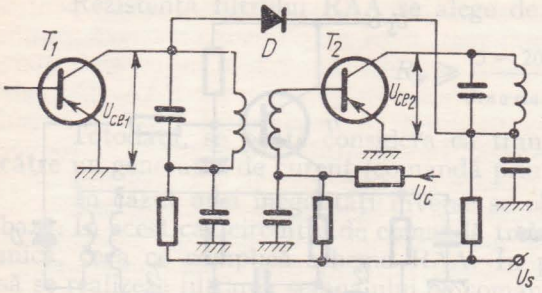


Fig. 8.6. Reglarea regimului de funcționare folosind o șuntare suplimentară.

Spre deosebire de schemele simple de RAA de regim, aici banda de trecere crește pentru nivele mari de semnal, cînd coeficientul de reglare a amplificării este mic iar sensibilitatea la zgomote a receptorului este redusă. Deci în schemă se realizează și reglarea automată a lărgimii benzii de trecere.

Pentru evitarea detecției de amplitudine, tensiunea alternativă aplicată la diodă nu trebuie să depășească 0,01—0,1 V. Profunzimea reglării crește cu 20—25 dB datorită șuntării suplimentare. Fiecare etaj reglat asigură aproximativ aceeași reglare.

8.1.3. Reglarea caracteristicilor etajelor

Pentru calculul dispozitivului de RAA trebuie cunoscută dependența coeficientului de amplificare de parametrul de reglare, deci caracteristica de reglare $A(I_c)$.

Erorile admisibile în calculele inginerești ale schemelor cu tranzistoare, sînt de obicei, de ordinul 15—20%, datorită dispersiei mari a parametrilor tranzistoarelor. Aceasta permite simplificarea calculelor, neluînd în considerare o serie de factori secundari.

Printre acești factori avem, de exemplu, decompensarea reacției interne în procesul de reglare. Neutralizarea (dacă este necesară) se face în regim inițial pentru $I_c = I_{c\,max}$. O oarecare înrăutățire a neutralizării la micșorarea curentului I_c nu influențează mult asupra indicilor schemei, deoarece în același timp se micșorează și coeficientul de amplificare al etajului.

Se neglijează variația amplificării, datorită alunecării frecvențelor de acord f_0.

În cazul acestor condiții simplificatoare, caracteristica de reglare este dată de dependența componentelor active ale admitanțelor de intrare g_{in} și de ieșire $g_{ieș}$ și a modulului pantei complexe $|\dot{S}|$ de curentul I_c. Din nefericire, în cataloage nu se dau pentru tranzistoare caracteristici asemănătoare cu caracteristicile $S\ (Ug_1)$ ale tuburilor electronice. În calcule vom folosi relațiile analitice.

Arhiva digitala SaDAng

Cea mai mare influență asupra funcției $A(I_c)$ o are variația pantei. Valoarea S la joasă frecvență poate fi determinată cu formula:

$$S = \frac{aI_c}{1 + ab\,I_c}, \tag{8.3}$$

unde $a = \frac{e}{mkT}$; e — sarcina electronului; k — constanta lui Boltzmann, T — temperatura absolută; m — coeficient care depinde de natura materialului (pentru germaniu $m = 1 - 1{,}1$; pentru siliciu $m \approx 2$, ; $b = \frac{r_{bb'}}{\beta}$; $r_{bb'}$ — rezistența cristalului bazei; β — coeficientul de amplificare în curent la schema EC. Pentru $m = 1$ și $T = 300°K$, $a = 38{,}5\ 1/V$. Valoarea inversă $\frac{1}{a} = 26$ mV se numește potențial de temperatură.

Valoarea b se ia (pentru tranzistoarele de mică putere) în limitele 0,7—5,0 Ω. La calculul cu formula (8.3) se folosesc valorile $r_{bb'}$ și β de la regimul tip. Acești parametri sînt dați de obicei în cataloage (uneori în locul valorii $r_{bb'}$, se dă produsul $r_{bb'}\,C_c = \tau$ și capacitatea C_c). Ei pot fi măsurați ușor. Valoarea b depinde de construcția și de tipul tranzistorului.

Cunoscînd valorile $r_{bb'}$ și β în regim tip, poate fi determinată valoarea S pentru orice etapă de reglare. Pentru curenți mari panta statică variază slab; pentru $I_c < 0{,}5$—1 mA ea, într-o primă aproximare, este proporțională cu I_c și aproape nu depinde de construcția și de tipul tranzistorului. Cu cît b este mai mic, cu atît S variază mai mult (fig. 8.7).

În domeniul frecvențelor înalte funcția $\dot{S}\ (I_c)$ are caracter complex; se manifestă variația constantei de timp a circuitului de intrare $\tau = \frac{1}{2\pi f_S}$.

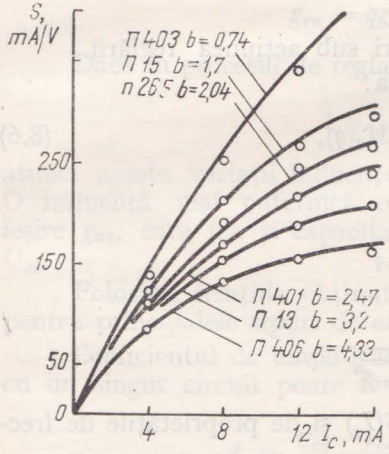


Fig. 8.7. Dependența $S(I_c)$ pentru cîteva tipuri de tranzistoare (_____ calculată; ..... experimentală)

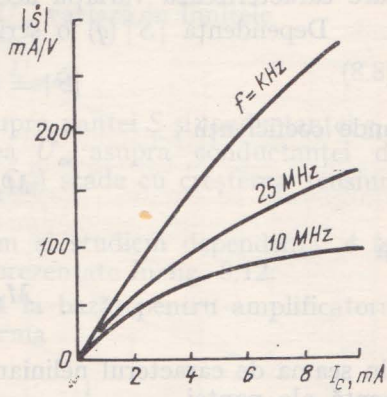


Fig. 8.8. Dependența $|\dot{S}|(I_c)$.

Această constantă este legată de frecvența limită f_α, dată de obicei în cataloage, prin relația aproximativă:

$$\tau \approx \frac{Sr_{bb'}}{2\pi f_\alpha}. \tag{8.4}$$

Valoarea τ crește cu creșterea curentului I_c; de aceea pentru $\omega\tau \gg 1$ modulul

$$|\dot{S}| = \frac{S}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

variază puțin în procesul de reglare (fig. 8.8).

Evident, la frecvențe înalte se înrăutățesc nu numai proprietățile de amplificare ale tranzistoarelor ci și capacitatea de reglare a acestora.

Este de dorit ca pentru tranzistoarele comandate, în regim inițial să fie îndeplinită condiția:

$$\omega\tau < 0{,}7 - 1{,}5. \tag{8.5}$$

În caz contrar este greu de asigurat o reglare eficace precum și stabilitatea funcționării, stabilitatea caracteristicii de frecvență și alți indici.

La îndeplinirea condiției (8.5) se poate considera, pentru simplitate, că τ variază proporțional cu I_c. În acest caz eroarea în calculul mărimii $|\dot{S}|$ este neînsemnată.

La calculul RAA care comandă regimul de funcționare este comod să se utilizeze parametrii regimului inițial $I_{c\,max}$, τ_{max}, $g_{in\,max}$ ș.a., cunoscuți din calculele preliminare sau din cataloage, și valoarea relativă

$$q = \frac{I_c}{I_{c\,max}},$$

care caracterizează variația acestor parametri sub acțiunea reglării.

Dependența $|\dot{S}|(q)$ o scriem sub forma:

$$|\dot{S}| = aI_{c\,max}qM_1(q)\,M_2(q), \tag{8.6}$$

unde coeficienții

$$M_1 = \frac{1}{1 + abI_{c\,max}q}$$

și

$$M_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_{max}^2 q^2}}$$

țin seama de caracterul neliniar al funcției $S(I_c)$ și de proprietățile de frecvență ale pantei.

Pentru determinarea coeficienților M_1 și M_2 pot fi folosite graficele din fig. 8.9 și 8.10.

Arhiva digitala SaDAng

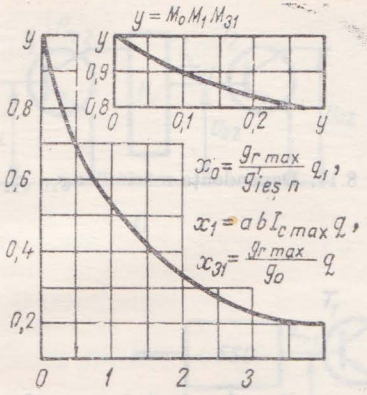


Fig. 8.9. Graficul pentru determinarea coeficienților M_0, M_1, M_{31}.

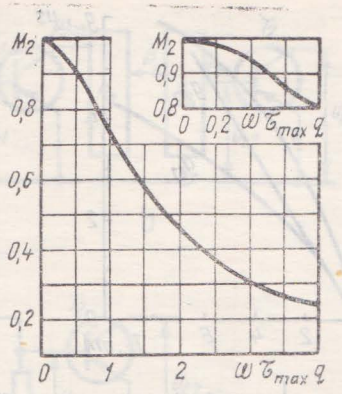


Fig. 8.10. Graficul pentru determinarea coeficientului M_2.

Conductanțele g_{in} și $g_{ieș}$ au o influență mai mică asupra coeficientului de amplificare, decît valoarea $|\dot{S}|$ (altfel nu s-ar putea realiza reglarea deoarece aceste influențe sînt de sens opus). De aceea, pentru dependențele $g_{in}(I_c)$ și $g_{ieș}(I_c)$ pot fi folosite relațiile aproximative.

Conductanțele statice (cu ieșirea în scurtcircuit) g_{11} și g_{22} într-o primă aproximație sînt proporționale cu I_c (vezi de ex. fig. 8.11). Valorile g_{in} și $g_{ieș}$ la frecvențe mari pot diferi mult de g_{11} și g_{22}, totuși caracterul dependenței lor de I_c [dacă se îndeplinește condiția (8.5)], se păstrează. De aceea luăm

$$g_{in} = qg_{in\ max}, \quad g_{ieș} = qg_{ieș\ max}. \tag{8.7}$$

Dacă în procesul de reglare tensiunea U_{ce} variază în limitele

$$1{,}5 \ldots 2\ \text{V} < U_{ce} < U_{ce\ ad} \tag{8.8}.$$

atunci aceste variații influențează puțin asupra pantei S și conductanței g_{in}. O influență mai puternică o are tensiunea U_{ce} asupra conductanței de ieșire $g_{ieș}$, care (ca și capacitatea de ieșire $C_{ieș}$) scade cu creșterea tensiuni U_{ce}.

Folosind relațiile obținute, determinăm și studiem dependența A (q) pentru principalele tipuri de etaje reglate, prezentate în fig. 8.12.

Coeficientul de amplificare (de la bază la bază) pentru amplificatorul cu un singur circuit poate fi scrisă sub forma

$$A = \frac{U_{b2}}{U_{b1}} = \frac{p_{cupl\ 1} p_{cupl\ 2} |\dot{S}|}{g_0} = \frac{1}{1 + \dfrac{g_{r\,max}}{g_0} q}, \tag{8.9}$$

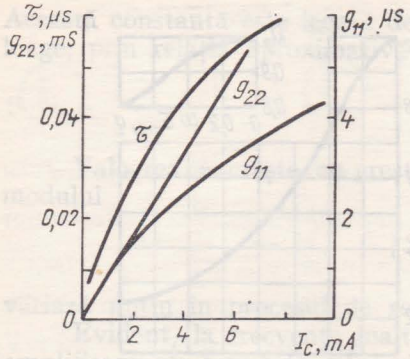


Fig. 8.11. Dependența mărimilor g_{11}, g_{22} și τ de I_c.

unde $g_0 = \frac{1}{R_{oc}}$ — admitanța proprie la rezonanță a circuitului; $g_r = p^2_{cupl\,1} g_{in\,2} + p^2_{cupl\,2} g_{ieș\,1}$ — conductanța reflectată (introdusă).

Coeficientul, care reflectă influența cuplajului dintre etaje asupra reglării, îl notăm cu simbolul M_3 adăugînd un indice egal cu numărul circuitelor În cazul de față

$$M_{31} = \frac{1}{1 + \frac{g_{r\,max}}{g_0} q}. \tag{8.10}$$

Valoarea M_{31} poate fi determinată din fig. 8.9.

Dacă conductanța introdusă în circuit nu variază cu reglarea (cînd, de exemplu, unul dintre tranzistoarele T_1, T_2 din fig. 8,12, *a*, nu este comandat) funcția $A(q)$ capătă forma:

$$A = \frac{p_{cupl\,1} p_{cupl\,2} |\dot{S}|}{g_=} M'_{31}, \tag{8.9, a}$$

unde

$$M'_{31} = \frac{1}{1 + \frac{g_{\sim max}}{g_=} q};$$

$g_=$ — suma dintre conductanța la rezonanță a circuitului și conductanța introdusă care nu variază prin reglare; $g_\sim$ — conductanța în curent alternativ (transferată în circuit), proporțională cu q.

Dacă circuitele au parametrii identici, etajul cu filtru cu două circuite are amplificarea:

$$A = \frac{p_{cupl\,1} p_{cupl\,2} |\dot{S}| \cdot \varrho}{k_{cupl}} M_{32}, \tag{8.11}$$

unde

$$M_{32} = \frac{1}{1 + \frac{d_0^2}{k^2_{cupl}} \left(1 + \frac{d_{r\,max}}{d_0} q\right)^2}$$

Arhiva digitala SaDAng

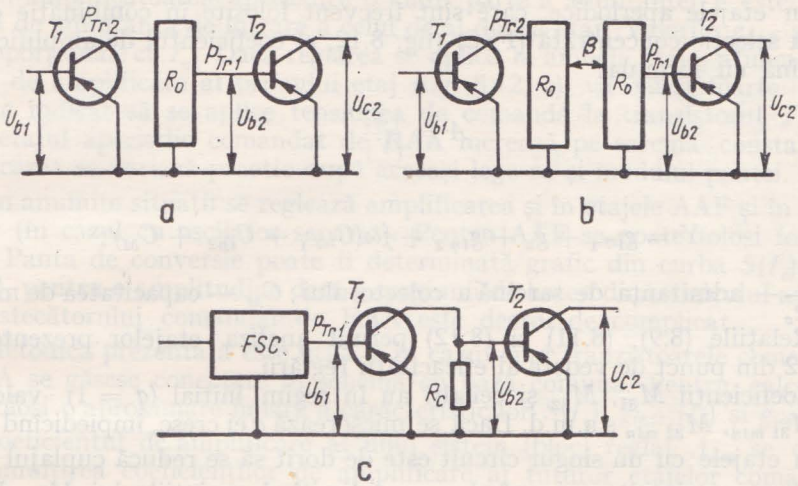


Fig. 8.12. Principalele tipuri de etaje reglate:
a — cu un singur circuit; *b* — cu filtru cu două circuite; *c* — cu sarcină aperiodică.

ρ — impedanța caracteristică; k_{cupl} — coeficientul de cuplaj dintre circuite; d_0 — amortizarea circuitului în gol.

Coeficientul M_{32}, care caracterizează micșorarea profunzimii reglajului în etajul cu două circuite, poate fi determinat cu ajutorul fig. 8.13.

Unul dintre circuite poate fi cuplat cu un element nereglat. În acest caz

$$M'_{32} = \frac{1}{1 + \frac{d_e d'_0}{k^2_{cupl}} \left(1 + \frac{d'_{r\,max}}{d'_0} q\right)^2} \qquad (8.11\ a)$$

unde d'_0 și d'_r se referă la circuitul conectat la tranzistorul reglat.

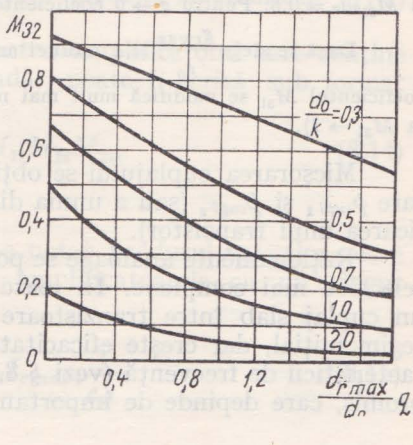


Fig. 8.13. Graficul pentru determinarea coeficientului M_{32}.

În etajele aperiodice, care sînt frecvent folosite în combinație cu filtrele cu selecție concentrată (FSC) (fig. 8.12, *c*) coeficientul de amplificare se determină cu formula:

$$A = \frac{|\dot{S}|}{|Y|}, \tag{8.12}$$

unde

$$Y = g_{ieș\,1} + g_c + g_{in\,2} + j\omega(C_{ieș\,1} + C_{in2} + C_M);$$

$g_c = \frac{1}{R_c}$ — admitanța de sarcină a colectorului; C_M — capacitatea de montaj.

Relațiile (8.9), (8.11) și (8.12) permit analiza etajelor prezentate în fig. 8.12 din punct de vedere al eficacității reglării.

Coeficienții M_{31}, M_{32} și ceilalți au în regim inițial ($q = 1$) valori minime $M_{31\,min}$, $M_{32\,min}$ ș.a.m.d. Dacă se micșorează q ei cresc, împiedicînd reglarea. În etajele cu un singur circuit este de dorit să se reducă cuplajul dintre tranzistoare și circuite, micșorînd $g_{r\,max}$ și limitînd variațiile lui M_{31}. Pentru aceasta se sacrifică amplificarea în regim inițial.

Să lămurim aceasta printr-un exemplu:

Considerăm că în regim inițial ($q = 1$) amortizarea introdusă de tranzistoarele reglate T_1 și T_2 (fig. 8.12. *a*), este de patru ori mai mică decît amortizarea proprie a circuitului $\left(\frac{g_{r\,max}}{g_0} = 0.25\right)$ și că se îndeplinește condiția de adaptare optimă

$$p^2_{cupl\,2} g_{ieș\,max} = p^2_{cupl\,1} g_{in\,max}.$$

Substituind aceste date în expresiile (8.9) și (8.10), obținem

$$A_{max} = \frac{0{,}1\,|S|}{\sqrt{g_{in\,max} g_{ieș\,max}}}$$

și $M_{31min} = 0.8$. Pentru $q \to 0$ coeficientul M_{31} crește în total cu 25%.

Dacă se alege $\frac{g_{rmax}}{g_0} = 1$, atunci amplificarea inițială A_{max} se mărește de **2,5** ori, dar coeficientul M_{31} se modifică mult mai mult în procesul de reglare (de la $M_{31} = 0{,}5$ pînă la $M_{31} \to 1$).

Micșorarea cuplajului se obține prin micșorarea coeficienților de conectare $p_{cupl\,1}$ și $p_{cupl\,2}$ (sau a unuia dintre aceștia, dacă se reglează numai amplificarea unui tranzistor).

Raționamente analoage se pot face și pentru amplificatoarele cu sisteme selective mai complexe. În toate schemele prezentate în fig. 8.12, pentru un cuplaj slab între tranzistoare și circuite se micșorează amplificarea în regim inițial, dar crește eficacitatea reglării. În plus, crește stabilitatea caracteristicii de frecvență (vezi § 8.5). Aici trebuie adoptată o soluție de compromis, care depinde de importanța unuia sau altuia dintre indici.

Arhiva digitala SaDAng

În amplificatoarele aperiodice o mare parte a admitanței Y este reprezentată de admitanța de intrare a celui de al doilea etaj. Valorile $g_{in\,2}$ și $C_{in\,2}$ sînt proporționale cu I_{c2}. Dacă reglarea se aplică la ambele etaje, atunci coeficientul de amplificare al primului etaj (fig. 8.12, *c*) va varia foarte puțin. Nu este indicat să se aplice tensiunea de comandă la tranzistorul T_2. De obicei etajul aperiodic comandat de RAA lucrează pe sarcină constantă și amplificarea sa variază practic după aceeași lege ca și modulul pantei.

În anumite situații se reglează amplificarea și în etajele AAF și în amestecător (în cazul cu oscilator separat). Pentru AAF se poate folosi formula (8.12). Panta de conversie poate fi determinată grafic din curba $S(I_c)$ (vezi fig. 8.7), pentru o amplitudine dată a tensiunii de heterodină. Calculul analitic al amestecătorului comandat de RAA este destul de complicat.

Metodica prezentată este utilă și în cazul cînd tranzistoarele comandate de RAA se găsesc conectate în schemă cu bază comună. Pentru calcule se poate folosi o aproximare liniară a caracteristicilor $S(I_c)$, $g_{in(b)}(I_c)$ și $g_{ieș(b)}(I_c)$.

Coeficientul de amplificare al unui sistem (bloc) reglat A_{reg} se obține prin înmulțirea coeficienților de amplificare ai tuturor etajelor comandate de RAA. Totuși aceasta este insuficient, deoarece amplificarea etajelor necomandate de RAA, care au ca sarcină rezistențele de intrare ale tranzistoarelor comandate de RAA, variază și ea.

Notăm coeficientul de transfer al circuitelor necomandate anterioare (schimbător de frecvență, circuit de intrare ș.a.) în regim de mers în gol prin simbolul A_{NO}, iar conductanța lor de ieșire, considerată la baza tranzistorului comandat $g'_{ieș\,N}$.

În acest caz, variația lui A_N poate fi caracterizată prin mărimea:

$$M_0 = \frac{A_N}{A_{NO}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{in\,max}}{g'_{ieș\,N}} q}. \tag{8.13}$$

Pentru $q \to 0$, $A_N \to A_{NO}$. Funcția $M_0(q)$ nu diferă ca structură de $M_1(q)$ și $M_{31}(q)$ (fig. 8.9).

În acest caz, caracteristica $A_{reg}(q)$ pentru amplificatorul care conține n etaje reglate, conectate în serie (în cascadă), poate fi scrisă sub forma:

$$A_{reg} = A' M_0 \prod_1^n q_i M_{1i} M_{2i} M_{3i}, \tag{8.14}$$

unde i este numărul etajului reglat.

În această formulă prin simbolul A' s-a notat produsul valorilor care nu variază în procesul de reglare. Pentru amplificatoarele cu un singur circuit

$$A' = a^n \prod_1^n p_{cupl\,1i} p_{cupl\,2i} I_{c\,max\,i} \frac{1}{g_{0i}}. \tag{8.15}$$

În cazul dat, A' are semnificația coeficientului de amplificare al amplificatorului cu tranzistoare „ideale" la care mărimile $r_{bb'}$, τ, g_{in} și $g_{ieș}$ sînt neglijabile.

Pentru etajele la care se referă formula (8.9, a) în locul lui g_{Ci} în expresia (8.15) trebuie introdusă mărima $g_{=i}$, pentru etajul aperiodic — $|Y_i|$, pentru amplificatorul cu două circuite — $\frac{k_{cupl}}{\rho_i}$.

Cel mai mare interes îl prezintă valorile limită $A_{reg\,max}$ și $A_{reg\,min}$.

Coeficientul $A_{reg\,max}$ îl obținem pentru $q_i = 1$ și pentru valoarea minimă a lui M_i:

$$A_{reg\,max} = A' M_{0\,min} \prod_1^n M_{1\,min\,i} M_{2\,min\,i} M_{3\,min\,i}. \tag{8.16}$$

Amplificarea minimă va fi:

$$A_{reg\,max} = A' M_{0\,max} \prod_1^n q_{min\,i} M_{1\,max\,i} M_{2\,max\,i} M_{3\,max\,i}. \tag{8.17}$$

În mod analog se poate determina orice valoare intermediară A_{reg}.

Pentru valori $q_{min\,i}$ mici valorile $M_{0\,max}$, $M_{1\,max\,i}$ și celelalte tind către unitate. În acest caz

$$A_{reg\,min} \approx A' \prod_1^n q_{min\,i} \tag{8.17 a}$$

și

$$\sigma \approx \frac{M_{0min} \prod_1^n M_{1\,min\,i} M_{2\,min\,i} M_{3\,min\,i}}{\prod_1^n q_{min\,i}}.$$

8.1.4. Influența reglării asupra indicilor de calitate ai etajelor

În procesul de reglare se schimbă nu numai coeficientul de amplificare, ci și o serie de alți indici. Această variație, de regulă, nu este de dorit. Să analizăm metodele de mărire a stabilității funcționării etajelor reglate.

Pe măsura micșorării curentului I_c, banda de trecere se îngustează iar frecvența de acord se deplasează spre dreapta (pe fig. 8.14). Deplasarea frecvenței este provocată de variațiile capacităților C_{in} și $C_{ieș}$.

Relația care dă cu exactitate dependența capacităților C_{in} și $C_{ieș}$ de curentul I_c este suficient de complexă. Pentru o apreciere aproximativă se poate considera că aceste capacități sînt proporționale cu I_c. Pentru $C_{ieș}$ aceasta este condiționată de dependența $S(I_c)$, iar pentru C_{in} — de variația capacității de difuzie a joncțiunii de emitor.

Arhiva digitala SaDAng

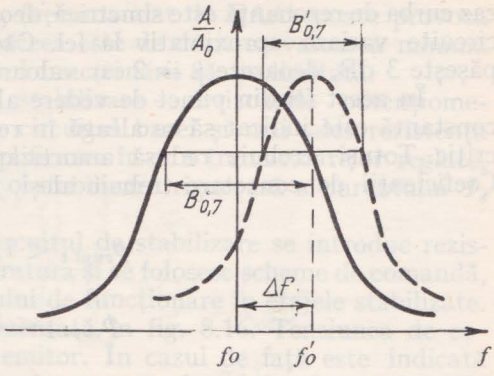


Fig. 8.14. Graficul variației caracteristicii de frecvență în procesul de reglare.

Dacă se dă variația admisibilă $\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{ad}$ atunci în amplificatoarele cu un singur circuit trebuie îndeplinită inegalitatea:

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{ad} \geqslant \frac{p^2_{cupl\,2} C_{ieș\,max} + p^2_{cupl\,1} C_{in\,max}(1-q)}{2\,C_{tot}}, \tag{8.18}$$

unde C_{tot} este capacitatea totală a circuitului echivalent, $C_{ieș\,max}$ și $C_{in\,max}$ — capacitățile tranzistoarelor pentru $q = 1$.

Această inegalitate conține o oarecare rezervă, deoarece micșorarea capacității este mai puțin accentuată decît după legea liniară. Dacă unul din tranzistoare (fig. 8.12, *a*) nu este comandat, atunci termenul corespunzător trebuie exclus din numărătorul expresiei (8.18).

În filtrele de bandă cu două circuite variația frecvenței medii va fi de două ori mai mică, de aceea la numitorul relației (8.18) trebuie schimbat coeficientul 2 prin 4.

Expresia obținută indică evident căile de micșorare a raportului $\Delta f/f_0$. Pentru aceasta trebuie mărită capacitatea C_{tot}, trebuie micșorați coeficienții de cuplare $p_{cupl\,1}$ și $p_{cupl\,2}$, trebuie limitată variația curentului de colector (mărind q) și alese tranzistoare cu capacități C_{in} și $C_{ieș}$ mici.

Metode analoge se folosesc și pentru micșorarea variației benzii de trecere $\Delta B/B$. Pentru etajele cu un singur circuit trebuie îndeplinită condiția:

$$\left(\frac{\Delta B}{B}\right)_{ad} \geqslant \frac{g_{r\,max}(1-q)}{g_0 + g_{r\,max}}. \tag{8.19}$$

La filtrele cu două circuite variază nu numai banda de trecere ci și forma caracteristicii de frecvență. Dacă în regim inițial a fost ales cuplajul critic ($k_{cupl} = d_e$), atunci curba de rezonanță va avea pentru semnale mari două cocoașe. În acest caz banda de trecere nu se schimbă mult, deoarece atenuarea echivalentă se micșorează în procesul de reglare, iar parametrul $\beta = \frac{k_{cupl}}{d_e}$ se mărește. Dacă, de exemplu, se alege $d_{r\,max} = d_0 = \frac{d_{e\,max}}{2}$ și $k_{cupl} = 2\,d_0$, atunci pentru $d_r \to 0$ banda se micșorează aproximativ cu 5%. În acest

caz curba de rezonanță este simetrică, deoarece amortizările introduse în ambele circuite variază aproximativ la fel. Căderea caracteristicii în bandă nu depășește 3 dB, deoarece $\beta \to 2$ iar valoarea admisibilă este $\beta = 2{,}41$.

În acest fel din punct de vedere al menținerii benzii de trecere cît mai constantă este indicat să se aleagă în regim inițial un cuplaj apropiat de cel critic. Totuși, trebuie redusă amortizarea introdusă de către tranzistoare. Coeficienții de conectare trebuie aleși, pentru $k_{cupl} = d_{e\,max}$, din condițiile:

$$p_{cupl\,1} < 1{,}2\sqrt{\frac{g_0}{g_{in}}}$$

$$p_{cupl\,2} < 1{,}2\sqrt{\frac{g_0}{g_{ieș}}}$$

deoarece în caz contrar neuniformitatea benzii de trecere depășește 3 dB. Dacă este necesar ca pentru orice semnal curba să aibă o singură cocoașă, trebuie ales $k_{cupl} = d_0$, deși în acest caz crește variația $\frac{\Delta B}{B}$.

Pentru a mări stabilitatea benzii de trecere trebuie micșorat cuplajul tranzistoarelor cu circuitele oscilante. Aceasta se referă în special la filtrele cu două circuite, la care unul dintre circuite este cuplat cu un tranzistor care nu este comandat de RAA. Pentru a evita deformarea apreciabilă a curbei de rezonanță este necesar fie să se micșoreze cuplajul tranzistorului comandat de RAA cu circuitul, fie să se șunteze circuitul cu o rezistență constantă. În aceste cazuri $M'_{32} \approx$ const, ceea ce îmbunătățește reglarea. Din același motiv trebuie asigurat un cuplaj slab al tranzistorului T_1 (fig. 8.12, *c*) cu FSC. În acest caz $M_{0\,min} \to 1$.

În AFI de bandă largă cu frecvențe intermediare relativ ridicate (20—100 MHz) o mare parte a capacității C_{tot} este reprezentată de capacitățile proprii ale tranzistoarelor. Printr-o alegere corespunzătoare a parametrilor schemei se poate obține o bandă de trecere relativ constantă, deoarece variațiile mărimilor C_{tot} și g_{in} influențează în sensuri opuse asupra mărimii B.

În unele cazuri metodele enumerate pentru micșorarea $\frac{\Delta f}{f_0}$ și $\frac{\Delta B}{B}$ sînt insuficiente. Variațiile admitanțelor de intrare și de ieșire pot fi compensate conectînd în paralel o admitanță care variază în sens contrar. În fig. 8.15 este prezentată o astfel de schemă. La închiderea tranzistorului dioda de compensare se deschide. Schema poate fi astfel reglată încît dezacordul total și atenuarea introduse în circuitul de intrare, să nu varieze mult. Nivelul semnalului aplicat la bază este mic și de aceea nu se produce detecție. Compensarea va fi încă și mai bună dacă în locul diodei se cuplează circuitul de intrare al unui tranzistor.

În cazul folosirii schemei cascodă se micșorează variațiile caracteristicii de frecvență.

Amplificarea etajului depinde nu numai de tensiunea de comandă U_c, ci și de temperatură. Această dependență este mai intensă pentru curenți

Arhiva digitala SaDAng

mici, cînd instabilitatea curentului I_{c0} (necomandat de RAA) poate provoca o variație relativă mai mare a I_c. De aceea este de dorit ca valoarea minimă a curentului I_c care se atinge în timpul funcționării să fie limitată.

Elementele de polarizare și de stabilizare — divizoarele potențiometrice formate din rezistențe mici, din circuitul bazei și mai ales rezistența din circuitul de emitor R_e — reduc amplificarea în cc a tranzistoarelor reglate, reducînd eficacitatea RAA. De aceea o stabilizare riguroasă a curentului I_c se realizează cu dificultate.

Pentru mărirea stabilității, în circuitul de stabilizare se introduc rezistențe a căror mărime variază cu temperatura și se folosesc scheme de comandă, care permit o variație eficace a punctului de funcționare în etajele stabilizate.

Una din aceste scheme este prezentată în fig. 8.16. Tensiunea de comandă se aplică direct între baza și emitor. În cazul de față este indicată folosirea unui detector RAA separat, deoarece rezistențele de sarcină ale diodei în curent alternativ și în curent continuu diferă mult, ceea ce conduce la apariția distorsiunilor de neliniaritate.

În receptoarele cu tuburi electronice pentru a micșora influența circuitului de negativare automată și a circuitului grilei ecran, care creează o reacție negativă în curent continuu și reduce efectul RAA, în aceste circuite se folosește alimentarea prin divizoare potențiometrice de tensiune. Printr-un procedeu asemănător se poate stabili tensiunea la emitor (fig. 8.17, *a*), însă divizorul format de rezistențe mici R_1—R_2 consumă un curent mare de la sursa de alimentare.

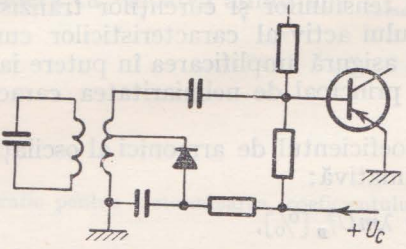


Fig. 8.15. Schema cu diodă de compensare.

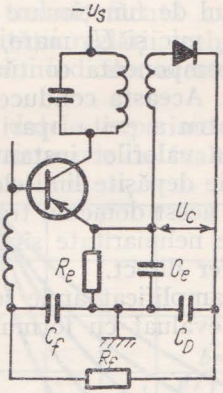


Fig. 8.16. Comanda etajului stabilizat.

În locul divizorului poate fi folosit circuitul de emitor al etajului necomandat de RAA (fig. 8.17, *b*). În regim inițial tensiunea la emitorul tranzistorului T_1 este mai mare (în valoare absolută) decît tensiunea de la emitorul tranzistorului T_2 și dioda D_2 se blochează. Cînd curentul I_{c1} scade, dioda se deschide, după care tensiunea la emitorul T_1 nu mai variază practic și nu mai influențează asupra reglării. Datorită existenței unei rezistențe mari în

curent continuu în circuitul de emitor se obține o stabilitate termică ridicată a schemei (la AFI cu două etaje reglate la variația temperaturii în limitele —40°...+50°C amplificarea nu variază mai mult de 2 dB).

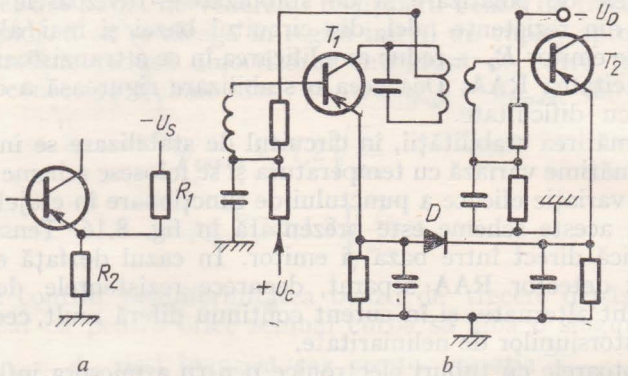


Fig. 8.17. Schemă de stabilizare a tensiunii la emitor.

Proprietățile de zgomot ale tranzistoarelor depind și ele de punctul de funcționare. Unele componente ale zgomotelor proprii sînt proporționale cu I_c. Pentru semnale mici $I_c = I_{c\,max}$. De aceea în ARF și în amestecătoarele comandate de RAA este de dorit să se micșoreze curentul $I_{c\,max}$.

Distorsiunile de neliniaritate din amplificatoarele cu tranzistoare depind de punctul de funcționare și de amplitudinea tensiunii aplicată la bază U_b. Pentru I_c mic și U_b mare, tranzistorul poate trece în regim de demodulare, în care componenta continuă a curentului de colector crește rapid cu mărimea U_b. Aceasta conduce la înrăutățirea funcționării sistemului RAA.

Pentru a evita apariția distorsiunilor de neliniaritate mari și autodemodularea valorilor instantanee ale tensiunilor și curenților tranzistoarelor, nu trebuie depășite limitele domeniului activ al caracteristicilor curent-tensiune. În acest domeniu tranzistorul asigură amplificarea în putere iar distorsiunile de neliniaritate sînt date în principal de neliniaritatea caracteristicii de transfer direct.

În amplificatoarele selective coeficientul de armonici al oscilațiilor MA poate fi evaluat cu formula aproximativă:

$$d \approx 0{,}03\ \lambda m U_{bp}^2\ [\%], \tag{8.20}$$

unde $\lambda = \left| \frac{1 - 2\,abI_c}{(1 + abI_c)^4} \right|$ este un coeficient care depinde de tipul de tranzistor și de valoarea I_c; m — gradul de modulație; U_{bp} — amplitudinea tensiunii purtătoarei în milivolți.

Ținînd seama de presupunerile făcute la deducerea expresiei (8.20) trebuie ca în calcule să se ia valoarea $\lambda > 0{,}12 \ldots 0{,}18$, prezentată în fig. 8.18, prin linie continuă. Din această figură se vede că pentru curenți mici distorsiunile cresc. Din acest punct de vedere etajele comandate de RAA se află în

Arhiva digitala SaDAng

condiții mai nefavorabile decît cele necomandate. Pentru $I_{c\,min} = 0{,}1 \ldots$ $\ldots 0{,}2$ mA cea mai mare amplitudine admisibilă este:

$$U_{bp\,ad} \leqslant 6\sqrt{\frac{d}{m}},$$

iar pentru curenți mari $U_{bp\,ad}$ se mărește de $\sqrt{\frac{1}{\lambda}}$ ori.

Pentru valori admisibile ale coeficientului de distorsiuni de modulație încrucișată $d_{incr} = 1 \ldots 2\ \%$ amplitudinea semnalului perturbator la baza tranzistorului din etajul ARF selectiv nu trebuie să depășească

$$U_{bp} \leqslant \frac{5}{\sqrt{\lambda}}. \qquad (8.21)$$

Distorsiunile datorate modulației încrucișate se micșorează prin curenți I_c mari, ceea ce trebuie luat în considerare la proiectarea ARF comandate de RAA.

Distorsiunile de neliniaritate și fenomenul de autodemodulare sînt mai intense în ultimul etaj AFI. În acest etaj trebuie fie să nu se regleze amplificarea prin RAA, fie să se aleagă un curent $I_{c\,min}$ suficient de mare. Mai există o serie de alte motive pentru care trebuie reduse limitele de variație ale I_c. În particular, micșorarea curenților $I_{c\,max\,1}$ mărește economicitatea alimentării receptorului și micșorează puterea consumată de către etajele reglate de la circuitul de comandă.

În acest fel, alegerea valorilor $I_{c\,max}$ și $I_{c\,min}$ trebuie făcută avînd în vedere cerințe contradictorii. Pentru mărirea eficacității reglării trebuie modificat în limite largi I_t. Pentru îmbunătățirea restului indicilor aceste limite trebuie restrînse.

Ținînd seama de toate acestea, precum și de datele experimentale se poate considera că valoarea admisibilă $I_{c\,max}$ în tranzistoarele de înaltă frec-

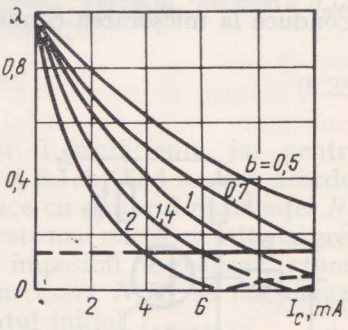


Fig. 8.18. Grafic pentru determinarea coeficientului λ.

vență de putere mică nu depășește 3—5 mA. Adesea se alege $I_{c\,max} = 1 \ldots 2$ mA. Curentul $I_{c\,min}$ în etajul AFI final nu trebuie să fie mai mic de 0,25—0,3 mA. iar în celelalte etaje ale blocului de IF nu trebuie să fie mai mic de 0,1—0,2 mA,

Cifrele prezentate sînt orientative și depind de condițiile concrete.

De obicei $q_{min} = \frac{I_{c\,min}}{I_{c\,max}} > 0{,}05 \ldots 0{,}1$. În mod corespunzător și coeficientul de amplificare al etajului reglat nu variază mai mult de 10—15 ori.

8.1.5. Funcționarea dispozitivului RAA închis

Influența tensiunii de comandă U_c (fig. 8.1) asupra parametrului reglat I_c se poate evalua cu ajutorul coeficientului de comandă:

$$N = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c}.$$

Pentru determinarea lui N, etajul reglat trebuie calculat ca un amplificator de curent continuu la care se ia în considerare și rezistența filtrului RAA (fig. 8.19).

Dacă nu se ia în considerare acțiunea elementelor de stabilizare a regimului, atunci pentru tranzistoarele comandate pe bază

$$N = \frac{S}{g_{in\,0}\left(R_f + \frac{1}{g_{in\,0}}\right)}.$$

Deoarece de obicei inegalitatea (8.2) se îndeplinește, atunci:

$$N \approx \frac{\beta}{R_f}. \qquad (8.22)$$

Reacția negativă serie în curent continuu produsă de rezistența R_e conduce la micșorarea conductanței de intrare

$$g_{in\,or} = \frac{g_{in\,0}}{1 + SR_e}.$$

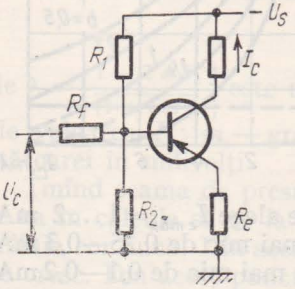


Fig. 8.19. Schema etajului reglat în curent continuu.

Arhiva digitala SaDAng

În această situație se ușurează filtrarea semnalului de comandă RAA și se mărește stabilitatea mărimii $g_{ino\,r}$. Rezistența R_f se poate alege de aceeași valoare ca și la etajele nestabilizate.

Prin introducerea rezistenței R_e, valoarea N se determină cu formula aproximativă:

$$N \approx \frac{\beta}{R_f + \beta R_e}. \tag{8.22 a}$$

După cum se vede din formulele (8.22) și (8.22 a) N variază puțin din cauza reglării. În schemele cu comandă RAA prin curenți de bază și în etajele cu rezistență de stabilizare R_e, aceste variații pot fi neglijate, presupunînd în calcule $N \approx$ ct. Influența tranzistoarelor reglate asupra detectorului (amplificatorului) RAA este în aceste scheme destul de slabă.

În receptoarele cu tranzistoare funcțiile demodulatorului de semnal și a detectorului RAA sînt de obicei îndeplinite de o singură diodă. În acest caz introducerea tensiunii de întîrziere U_i este legată de anumite greutăți. Întîrzierea reglării îmbunătățește indicii sistemului (dar nu este absolut necesară); coeficientul de amplificare în schemele fără întîrziere pentru semnale mici se micșorează puțin (vezi, de exemplu, fig. 8.21). Aceasta se explică prin faptul că în etapa inițială a reglării se manifestă influența coeficienților M_c, M_{1i} etc. Pentru semnale mari amplificarea se micșorează mult.

În sistemele fără întîrziere coeficientul de transfer al circuitului de comandă (fig. 8.1) este:

$$K_c = \frac{U_c}{U_2} = K_d A_{am}, \tag{8.23}$$

unde K_d și A_{am} sînt coeficientul de transfer al detectorului RAA și coeficientul de amplificare al amplificatorului RAA.

Curenții de colector ai etajelor reglate de RAA variază după legea:

$$I_{ci} = I_{c\,max\,i} - N_i K_{ci} U_2. \tag{8.24}$$

Pentru ca circuitul de comandă să poată asigura variația necesară q_{min}, trebuie ca pentru fiecare etaj, să fie îndeplinită condiția:

$$N_i K_c = \frac{I_{c\,max\,i}(1 - q_{min\,i})}{U_{2\,max}}. \tag{8.25}$$

Pentru valori N_i K_c mici variațiile lui I_{ci} vor fi insuficiente, iar pentru valori mari apar fenomenele nedorite descrise în § 8.1.4. Cînd se face acordul schemei, alegerea precisă a valorii N_i se poate face cu ajutorul rezistenței R_f.

Cu cît stabilizarea este mai bună, cu atît N_i este mai mic și cu atît mai greu se realizează reglarea. Dacă condiția (8.25) este imposibil de realizat, atunci trebuie folosit RAA cu amplificare. Valoarea necesară $N_i K_c$ se micșorează cînd crește tensiunea admisibilă U_{2max} și curentul inițial $I_{c\,max\,i}$.

În acest fel, sistemul RAA asigură eficacitatea dată a reglării, dacă în circuitul de comandă s-a obținut valoarea necesară $N_i K_c$ (8.25), iar coeficienții $K_{reg\,max}$ (8.16) și $K_{reg\,max}$ satisfac condiția (8.1).

În unele situații trebuie calculată caracteristica de amplitudine a instalației U_2 (U_1). Pentru aceasta trebuie rezolvat grafic sistemul de ecuații:

$$U_2 = (A_N A' M_0 \prod_1^n q_i M_{1i} M_{2i} M_{3i})\, U_1, \tag{8.26}$$

$$q_i = 1 - \frac{N_i K_c}{I_{c\,max\,i}} U_2. \tag{8.27}$$

Dîndu-se diferite valori $U_2 \leqslant U_{2max}$, găsim pentru fiecare etaj valoarea q_i (8.27). Se determină amplificările etajelor nereglate A_N și coeficientul A'. Pentru fiecare valoare q_i găsim coeficienții M_0, M_{1i} etc. După aceea din (8.26) calculăm valoarea corespunzătoare U_1.

Caracteristica de amplitudine determină regimul static al sistemului (regimul permanent). Să analizăm pe scurt regimul dinamic.

Condensatorul C_f (fig. 8.3, *a*) este șuntat de conductanța g_{in} și timpul său de reîncărcare se determină cu relația:

$$\tau_f = \frac{C_f R_f}{1 + g_{in_0} R_f}. \tag{8.28}$$

În schemele cu comandă RAA prin curenți de bază această „constantă" de timp crește mult în procesul de reglare în comparație cu valoarea inițială $\tau = \tau_{f\,min}$.

După cum se știe, în receptoarele cu tuburi electronice, la care τ_f este constant, viteza de acțiune a sistemului crește cu creșterea amplitudinii semnalului. În receptoarele cu tranzistoare această tendință este slabă. Stabilirea amplitudinilor staționare pentru semnale mari se produce aici mai lent decît la receptoarele cu tuburi, din cauza creșterii valorii τ_f.

Din această cauză în schemele cu tranzistoare atenuarea modulației de amplitudine pentru frecvența minimă a înfășurătoarei semnalului Ω_{min} are un efect mai redus. Este suficient să se îndeplinească condiția:

$$\Omega_{min}\tau_{f\,min} > 10 \ldots 15, \tag{8.29}$$

ceea ce practic exclude distorsiunile pentru orice nivel al purtătoarei.

Ordinea de calcul a RAA de regim. Din datele tehnice, din calculele preliminare și din materialul documentar se cunosc:

— valoarea p_{in}, $p_{ieș}$, $U_{1\,nom}$, U_{2max}, care determină eficacitatea RAA, sensibilitatea nominală și posibilitatea de supraîncărcare a receptorului;

— schema blocului de IF, parametrii circuitelor ρ, d_0, d_e, k_{cupl} și coeficienții de amplificare (transfer) ai circuitelor necomandate de RAA;

— v alorile admisibile $\frac{\Delta f}{f_0}$, $\frac{\Delta B}{B}$, d și alți indici;

— parametrii tranzistoarelor în regim inițial sau în regim tip.

Calculul se face în următoarea ordine:

1. Aplicăm RAA la amplificatorul de radiofrecvență și la toate etajele din amplificatorul de frecvență intermediară, cu excepția ultimului.

Arhiva digitala SaDAng

Alegem valorile limită $I_{c\,max\,i}$ și $I_{c\,min\,i}$ (vezi § 8.1.4) și determinăm coeficienții $q_{min\,i}$.

2. Ținînd seama de considerentele expuse în § 8.1.3 precizăm parametrii schemei în regim inițial.

Slăbim pe cît posibil cuplajul dintre tranzistoarele reglate și circuitele oscilante. Determinăm coeficienții de conectare $p_{cupl\,1\,i}$ și $p_{cupl\,2\,i}$ și valorile A_{N0}, $M_{0\,min}$, $M_{3\,min}$ (8.9), (8.10), (8.11), (8.13).

3. Găsim valorile $M_{1\,min}$ și $M_{2\,min}$ (8.6) pentru toate tranzistoarele reglate.

4. Determinăm A' (8.15), $A_{reg\,max}$ (8.16), $A_{reg\,min}$ (8.17) și σ (8.1).

Ținînd seama de dispersia parametrilor și de eroarea de calcul, trebuie prevăzută o rezervă de ordinul 2—3 dB. În plus, în sistemele fără întîrziere, pentru semnal nominal amplificarea se micșorează cu 3—4 dB în comparație cu $A_{reg\,max}$. De aceea raportul obținut $A_{reg\,max}/A_{reg\,min}$ trebuie micșorat cu valoarea corespunzătoare.

Dacă valoarea σ obținută în acest fel este mai mică decît $p_{in}/p_{ieș}$, mărim numărul de etaje reglate sau micșorăm q_{min} (în limite admisibile). Dacă nici această soluție nu conduce la rezultatele dorite, trebuie folosită o șuntare suplimentară sau se renunță la reglarea regimului de funcționare, folosind metodele descrise în § 8.1.7.

5. Se dă valoarea R_f (8.2) și se determină coeficienții N_i (8.22).

Stabilim dacă se îndeplinește sau nu condiția (8.25) pentru K_c 0,5 ... ... 0,8. Pentru mărirea lui N_i se pot micșora puțin rezistențele R_f și R_e [rezistențele constante din circuitele de emitor și de colector trebuie alese avînd în vedere inegalitatea (8.8)], se poate mări U_{2max} și se pot micșora curenții $I_{c\,max\,i}$.

Dacă nu se reușește să se asigure comanda pentru $K_c = 0{,}5 \ldots 0{,}8$, folosim RAA cu amplificare sau folosim metodele descrise în § 8.1.4.

6. Determinăm alunecarea frecvenței de acord (8.18) și variația benzii de trecere. Dacă este necesar, luăm măsuri pentru stabilizarea caracteristicii de frecvență.

Calculăm distorsiunile de neliniaritate (8.20). Pentru micșorarea coeficientului de distorsiuni d trebuie limitată valoarea maximă a tensiunii aplicată la bază. Este indicat ca etajele nereglate să lucreze cu valori λ mici (fig. 8.18).

7. Alegem capacitățile condensatoarelor din filtrele RAA cu ajutorul relațiilor (8.28), (8.29).

8. Construim caracteristica de amplitudine a sistemului.

Exemplu. Să calculăm, pentru exemplificare, sistemul RAA prezentat în fig. 8.20. În această schemă $U_{1\,nom} = 40$ μV; $U_{2\,max} = 1{,}5$ V; la creșterea lui U_1 de 150 de ori tensiunea U_2 nu trebuie să se mărească mai mult de 3 ori [$p_{in} = 150$ (43,5 dB), $p_{ieș} = 3$ (9,5 dB), $U_{1\,max} = 6$ mV, $U_{2\,nom} = 0{,}5$ V].

Tranzistoarele T_1 și T_2 sînt de tip П 401, și au pentru $I_c = 2$ mA și $U_{ce} = 5$ V următoarele date: $\beta = 50$; $r_{bb'} = 0{,}12$ kΩ; $\tau = 0{,}04$ μs; $g_{in} = 1{,}3$ mS; la frecvența intermediară $f = 0{,}5$ MHz, $g_{in} = 1{,}45$ mS; $C_{in} = 250$ pF; $g_{ieș} = 0{,}09$ mS; $C_{ieș} = 85$ pF.

Amortizarea proprie a circuitelor $d_0 = 0{,}011$, capacitatea circuitelor de FI $C_{tot} = 1\,000$ pF($\rho = 0{,}32$ kΩ), $g_0 = 0{,}034$ mS); rezistența din colectorul ARF = R_c 1,2 kΩ, modulul admitanței $|Y| = 3{,}33$ mS pentru $f = 1{,}5$ MHz, coeficientul de transfer al circuitului de intrare

(pînă la baza T_1) $K_{in} = 0{,}08$; amortizarea introdusă de etajul ARF la frecvența 1,5 MHz, este egală cu 1/4 din amortizarea circuitului de intrare (adică $\frac{g_{in\,max\,1}}{g'_{ieș\,N}} = 0{,}25$).

Coeficientul de transfer al demodulatorului $K_d = 0{,}6$, amplificarea etajului AFI — II, $A_{\text{AFI-II}} = 55$, frecvența inferioară de modulație $f_{min} = 100$ Hz, coeficientul admisibil al distorsiunilor de neliniaritate în fiecare etaj nu depășește 1,5% pentru $m = 0{,}3$.

1. Aplicăm RAA la etajele ARF și AFI — 1. Se dau valorile $I_{c\,max\,1} = I_{c\,max\,2} = 2$ mA și $q_{min\,1} = q_{min\,2} = 0{,}07$.

2. Fixăm parametrii schemei în regim inițial.

Conform (8.13) pentru $\frac{g_{in\,max\,1}}{g'_{ieș\,N}} = 0{,}25$ și $M_{0\,min} = 0{,}8$ obținem $K_{in\,0} = \frac{K_{in}}{M_{0\,min}} = 0{,}1$. Sarcina schimbătorului este un filtru cu două circuite cu coeficient de cuplaj $k_{cupl} = d_e$. Pentru la nu distorsiona caracteristica de frecvență a filtrului, se dă raportul $\frac{d'_r}{d_0} = 0{,}15$. În acest caz $M'_{32} \approx \text{const} = \frac{1}{2}$ (8.11a), iar variația amplificării schimbătorului nu o luăm în considerație. Precizăm valoarea $A_{conv} = 9$.

Din calculele preliminare se știe că în circuitul AFI-I amortizarea echivalentă trebuie să fie de două ori mai mare decît amortizarea proprie: $d_e = 2\,d_0 = 0{,}022$. Cuplăm acest circuit cu tranzistoarele din etajele AFI-I și AFI-II astfel încît amortizarea introdusă de etajul necomandat de RAA să fie de 1,5 ori mai mare decît $d_{r\,\text{AFI-I}}$. În acest caz $d_{r\,\text{AFI-II}} = 0{,}6\,d_0$, $\frac{g_{\sim\,max}}{g_{=}} = \frac{0{,}4\,d_0}{d_0 + 0{,}6\,d_0} = 0{,}25$. Din fig. 8.9 găsim $M_{31\,min} = 0{,}8$ pentru $x = 0{,}25$.

Determinăm $g_{=} = 1{,}6\,g_0 = 0{,}055$ mS și găsim coeficientul de conectare a tranzistorului T_2 la circuit, din relația $d_{r\,\text{AFI-I}} = 0{,}4\,d_0$:

$$p_{cupl\,22} = \sqrt{\frac{0{,}4\,d_0}{g_{ieș\,2}}} = \sqrt{\frac{0{,}4 \cdot 0{,}034}{0{,}09}} = 0{,}39.$$

Tranzistorul din etajul AFI-II se găsește în regim tipic pentru $I_e = 5$ mA ($g_{in} = 3{,}7$ mS). Determinăm coeficientul de conectare a circuitului de la baza tranzistorului $p_{12} = 0{,}07$.

3. Găsim

$$abI_{c\,max} = 38{,}5\,\frac{0{,}12}{50}\,2 = 0{,}185.$$

Totodată $M_{1\,min\,1} = M_{1\,min\,2} = 0{,}845$ [vezi (8.6) sau fig. (8.9)].

La frecvența 1,5 MHz $\omega\tau_{max\,1} = 2\pi \cdot 1{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}04 \cdot 10^{-6} = 0{,}38$. Din fig. 8.10 determinăm pentru primul etaj reglat coeficientul $M_{2\,min\,1} = 0{,}93$.

Pentru tranzistorul T_2 și $f = 0{,}5$ MHz $\omega\tau_{max1} = 0{,}13$, $M_{2\,min\,2} \approx 1$.

4. Calculăm

$$A' = a^2 p_{cupl\,12} p_{cupl\,22} I^2_{c\,max} \frac{1}{|Y|} \cdot \frac{1}{g_{=}} =$$

$$= 38{,}5^2 \cdot 0{,}39 \cdot 0{,}07 \cdot 2^2 \frac{1}{3{,}33} \cdot \frac{1}{0{,}055} = 886,$$

$$A_{reg\,max} = A' M_{0\,min} M^2_{1\,min} M_{2\,min\,1} M_{2\,min\,2} M_{31\,min} =$$

$$= 886 \cdot 0{,}8 \cdot 0{,}845^2 \cdot 0{,}93 \cdot 1 \cdot 0{,}8 = 373,$$

$$A_{reg\,min} \approx A' q^2_{min} = 886 \cdot 0{,}07^2 = 4{,}3.$$

$$\sigma = \frac{A_{reg\,max}}{A_{reg\,min}} = \frac{373}{4{,}3} = 87 = 38{,}8 \text{ dB}.$$

Arhiva digitala SaDAng

În acest fel se asigură o rezervă suficientă de reglare deoarece:

$$p_{in} - p_{ieș} = 43{,}5 - 9{,}5 = 34 \text{ dB}.$$

5. Determinăm:

$$R_e = \frac{5 - 20}{g_{in0}} = \frac{15}{1{,}3} = 12 \text{ k}\Omega.$$

În absența stabilizării pe emitor

$$N \approx \frac{\beta}{R_f} = \frac{50}{12} = 4{,}17 \text{ mA/V}.$$

Valoarea necesară NK_d este egală cu

$$\frac{I_{c\,max}(1 - q)}{U_{2\,max}} = \frac{2(1 - 0{,}07)}{1{,}5} = 1{,}24 \text{ mA/V}.$$

iar în etajul nestabilizat $NK_d = 4{,}17 \cdot 0{,}6 = 2{,}5$ mA/V.

Există posibilitatea introducerii rezistenței de stabilizare termică R_e. Introducînd diferitele valori R_e în (8.22 a), ne convingem că reglajul se realizează pentru $R_e \leqslant 200\ \Omega$;

$$N \approx \frac{\beta}{R_f + \beta R_e} = \frac{50}{12 + 50 \cdot 0{,}2} = 2{,}27 \text{ mA/V}; \quad NK_d = 1{,}36 \text{ mA/V}.$$

Pentru obținerea valorii necesare $NK_d = 1{,}24$ mA/V se alege rezistența R_f (cînd se face acordul receptorului). între limitele 10—20 kΩ.

6. Deoarece nu s-au impus cerințe speciale stabilității frecvenței intermediare, vom considera dezacordul admis $\Delta f/f_0$, egal cu 1/3 din banda de trecere. Pentru circuitul de colector al AFI-I:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{p^2_{cupl\,22} C_{ieș\,max}(1 - q)}{2C_{tot}} = \frac{0{,}39^2 \cdot 85(1 - 0{,}07)}{2 \cdot 1000} = 0{,}006,$$

adică este mai mică decît $\frac{1}{3} B = \frac{1}{3} d_e = \frac{1}{3} 0{,}022 = 0{,}0073$.

Banda de trecere a acestui circuit se îngustează cu 20% (8.19).

În mod analog se pot determina $\frac{\Delta f}{f_0}$ și $\frac{\Delta B}{B}$ pentru alte circuite.

Determinăm amplitudinea tensiunii purtătoare la baza tranzistorului etajului AFI-II pentru semnal maxim:

$$U_{bp\,II} = \frac{U_{2\,max}}{A_{AFI\text{-}II}} = \frac{1{,}5 \cdot 10^3}{55} = 27 \text{ mV}.$$

Cu ajutorul figurii 8.18 pentru $b = \frac{r_{bb'}}{\beta} = \frac{120}{50} = 2{,}4 \approx 2\Omega$ și $I_c = 5$ mA găsim $\lambda = 0{,}15$ și calculăm

$$d \approx 0{,}03 \lambda m U^2_{bp} = 0{,}03 \cdot 0{,}15 \cdot 0{,}3 \cdot 27^2 = 0{,}9\%.$$

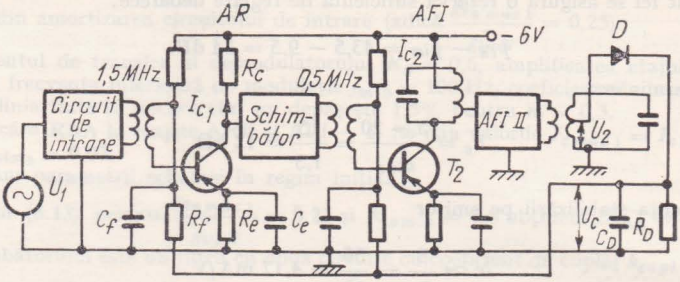


Fig. 8.20. Schema blocului de înaltă frecvență, supus reglării.

Tensiunea la baza AFI-I pentru

$$A_{\text{AFI-I } min} \approx aI_{c\,max}\, 2q_{min} p_{cupl\,12} p_{cupl\,22} \frac{1}{g_=} = 2{,}7.$$

$$U_{bp\,\text{I}} = \frac{U_{bp\,\text{II}}}{A_{\text{AFI I } min}} = 10 \text{ mV}.$$

Coeficientul de distorsiuni pentru $\lambda = 1$:

$$d \approx 0{,}03 \cdot 0{,}3 \cdot 3 \cdot 10^2 \approx 0{,}9\%.$$

Distorsiunile de neliniaritate în schema din fig. 8.20 nu depășesc nivelul admisibil.

7. Din (8.29) găsim

$$\tau_{f\,min} = \frac{5 - 10}{2\pi f_{min}} \approx 0{,}012 \text{ s}.$$

Determinăm panta statică în regimul inițial de funcționare:

$$S = aI_{c\,max} M_1 = 38{,}5.\ 2 \cdot 0{,}845 = 67 \text{ mA/V},$$

și conductanța:

$$g_{in\,er} = \frac{g_{in\,0}}{1 + SR_e} = \frac{1{,}3}{1 + 67 \cdot 0{,}2} = 0{,}091 \text{ mS}.$$

Din relația (8.28) găsim:

$$C_f = \frac{\tau f_{min}(1 + g_{in\,0} R_f)}{R_f} = \frac{0{,}012(1 + 0{,}019 \cdot 12)}{12 \cdot 10^3} = 2 \cdot 09 \cdot 10^{-6}\text{F}.$$

Alegem $C_f = 2\mu\text{F}$.

8. Dîndu-se valorile U_2 între limitele 0, — 1,5 V determinăm $q_{1,2}$ (8.27), $M_1(q)$ $M_2(q)$ etc., A_{reg} (8.14); $A = K_{in\,0} A_{conv} A_{\text{AFI-II}} A_{reg}$; $U_1 = \frac{U_2}{A}$.

Arhiva digitala SaDAng

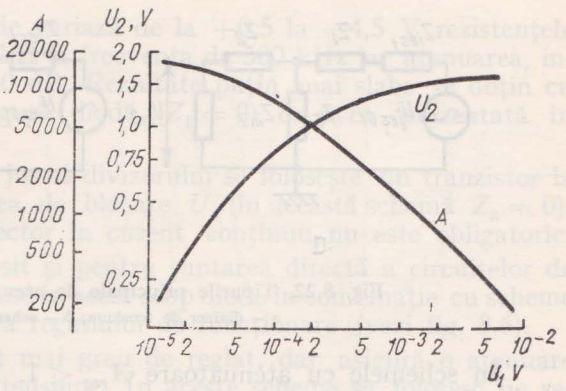


Fig. 8.21. Caracteristicile schemei din fig. 8.20.

Rezultatele calculelor le introducem în tabelul 8.1 și trasăm caracteristica de amplitudine (fig. 8.21). În aceeași figură este arătată dependența $A(U_1)$. Pentru un semnal nominal $U_1 = 40$ mV amplificarea scade de aproximativ 1,5 ori.

Comparînd dependența $U_2(U_1)$ cu datele inițiale ne convingem că sistemul calculat corespunde datelor tehnice în limitele abaterilor admisibile.

Tabelul 8.1

U_2 [V]	q	$M_0 = M_{31}$	M_1	M_{21}	A_{reg}	A	U_1 [mV]
0	1	0,8	0,845	0,93	373	18 500	0
0,25	0,85	0,83	0,87	0,95	310	15 300	16
0,5	0,69	0,85	0,89	0,97	235	11 600	43
0,75	0,59	0,88	0,91	0,98	161	8 000	94
1,0	0,38	0,91	0,93	0,99	93	4 600	220
1,25	0,23	0,95	0,96	1,0	37	1 830	680
1,5	0,07	0,98	0,99	1,0	4,2	207	7 300

8.1.6. Privire generală asupra metodelor de RAA care nu acționează prin variația regimului de funcționare în curent continuu

Aceste metode pot fi împărțite în două grupe:

1. Cu folosirea atenuatoarelor comandate;
2. Cu reacție comandată.

Ca elemente neliniare R, L, C în atenuatoare și în circuitele de reacție se folosesc diode de înaltă frecvență, tranzistoare, termistoare, stabilitroane cu siliciu, bobine cu miezuri saturate, fotorezistențe etc.

Pentru calculul schemei trebuie cunoscute dependența $A_{reg}(U_c)$ pentru circuitul comandat de RAA care are în sarcină impedanța de intrare a circuitului următor $Z_{in\,2}$; se are în vedere și impedanța de ieșire $Z_{ieș\,1}$ din circuitul comandat. Această dependență se determină fie experimental, fie teoretic după caracteristica cunoscută $Z_c(U_c)$ a elementelor comandate.

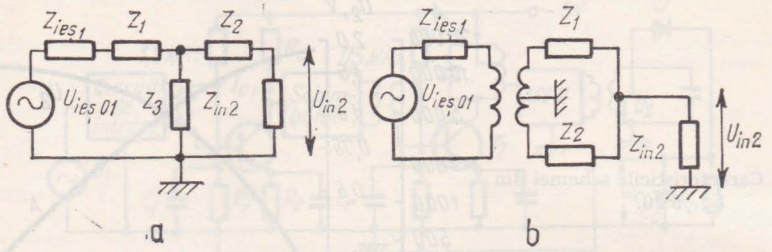


Fig. 8.22. Tipurile principale de atenuare comandate:
a — divizor de tensiune; *b* — schema în punte.

În schemele cu atenuatoare $A_{reg} < 1$. În principal se folosesc două tipuri de atenuatoare: cu divizoare comandate (fig. 8.22, *a*) și schemele în punte (fig. 8.22, *b*).

Una sau două dintre impedanțele divizorului Z_1, Z_2, Z_3 pot lipsi. Cînd lipsesc impedanțele Z_1 și Z_2 se obține o schemă simplă de șuntare a impedanțelor $Z_{ieș\,1}$ și $Z_{in\,2}$, care este uneori considerată ca metodă de sine stătătoare de reglare.

În schemele în punte se folosesc de obicei transformatoare diferențiale. În ambele scheme, prezentate în fig. 8.22, una sau două impedanțe variază sub acțiunea tensiunii de comandă U_c.

Rezultate bune se obțin în cazul folosirii în divizoarele comandate a diodelor de înaltă frecvență. La diodele D_1 și D_2 (fig. 8.23, *a*) este aplicată de la bateria de alimentare o tensiune continuă de polarizare care deschide diodele, de aceea atenuarea introdusă de atenuator în regim inițial nu este mare. Tensiunea de comandă, aplicată prin rezistențele R_2 și R_4 blochează diodele D_1 și D_2 la mărirea semnalului. Rezistențele diodelor (corespunzătoare impedanțelor Z_1 și Z_2 din fig. 8.22) se măresc iar coeficientul de transfer A_{reg} se micșorează. La frecvențe mari reglarea se înrăutățește din cauza influenței capacităților diodelor.

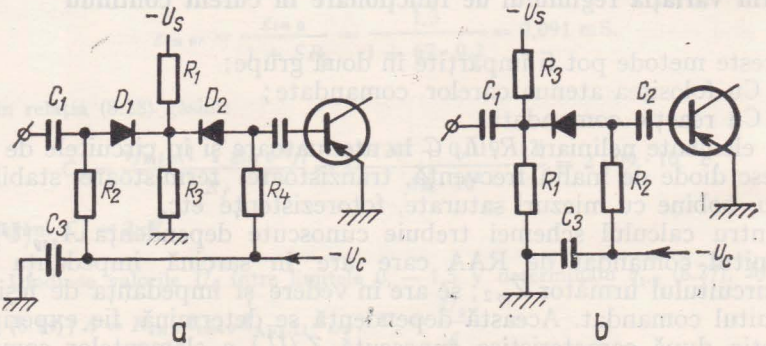


Fig. 8.23. Divizori comandați cu diode.

Arhiva digitala SaDAng

Cînd tensiunea de la diode variază de la +0,5 la —4,5 V rezistențele lor totale cresc de la 0,1 la 40 kΩ la frecvența de 500 kHz iar atenuarea, introdusă de divizor, crește cu 60 dB. Rezultate puțin mai slabe se obțin cu o schemă mai simplă cu o singură diodă ($Z_1 = 0$) ca acea prezentată în fig. 8.23, *b*.

În fig. 8.24, în brațul de jos al divizorului se folosește un tranzistor la baza căruia se aplică tensiunea de blocare U_c (în această schemă $Z_2 = 0$). Alimentarea circuitului de colector în curent continuu nu este obligatorie.

Tranzistorul poate fi folosit și pentru șuntarea directă a circuitelor de FI, dar cel mai frecvent se folosesc în acest scop diode în combinație cu scheme RAA care comandă modificarea regimului de funcționare (vezi fig. 8.6).

Atenuatorii în punte sînt mai greu de reglat, dar asigură o atenuare mai mare decît divizoarele de tensiune. În aceste scheme se folosesc fie rezistențele comandate ale diodelor de înaltă frecvență, fie capacitatea stabilitronului cu siliciu.

În fig. 8.25 dioda este deschisă în stare inițială; admitanța circuitului de compensare $C_{comp}R_{comp}$ este cu mult mai mică decît admitanța diodei; puntea este dezechilibrată iar atenuarea semnalului nu este mare. Pe măsura măririi tensiunii de comandă U_c dioda se blochează, puntea tinde către poziția de echilibru *), coeficientul de transfer scade brusc.

Elementele C_{comp} și R_{comp} se aleg astfel încît să compenseze admitanța și capacitatea diodei deschise. Capacitatea diodei deschise poate fi mai mică decît capacitatea minimă a trimerului. În acest caz se folosește un transformator nesimetric la care numărul de spire ale înfășurării superioare este mai mare decît al celei inferioare.

În AFI care conțin un astfel de atenuator tensiunea de ieșire nu variază mult pentru $p_{in} > 60$ dB. Neajunsul schemei îl constituie puterea mare, necesară pentru comanda diodei. De aceea în circuitul de comandă RAA se recomandă să se introducă un amplificator de cc (ACC).

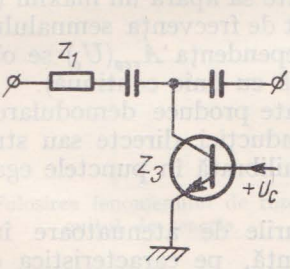


Fig. 8.24. Schemă de divizor comandat cu tranzistor.

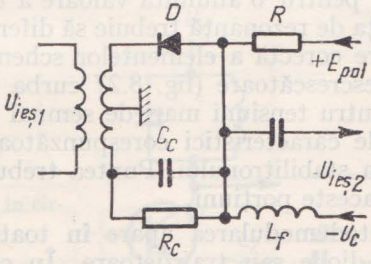


Fig. 8.25. Atenuator în punte.

*) În schemele în punte cu comanda RAA nu poate fi obținut echilibrul deplin. Schemele în punte nu sînt indicate pentru reglarea „înainte".

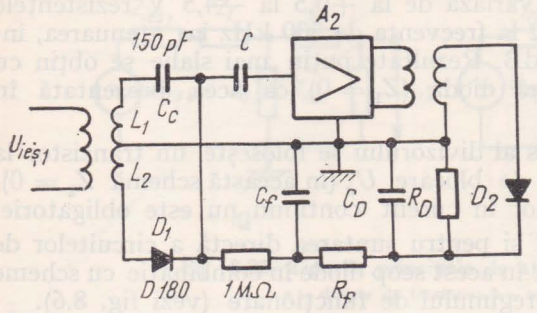


Fig. 8.26. Schemă de RAA cu diodă stabilizatoare cu siliciu.

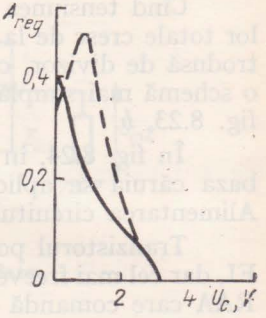


Fig. 8.27. Dependența $A_{reg}(U_c)$ pentru schema din fig. 8.26.

Dacă se folosește capacitatea joncțiunii *pn* a stabilitronului cu siliciu sau varicapului, puterea de comandă este neglijabilă, pentrucă mărimea rezistenței inverse a stabilitronului este de zeci de megohmi. Aceasta simplifică schema detectorului și filtrului RAA. Nu este necesară echilibrarea punții pentru componentele active.

Practic, întreaga tensiune continuă de la sarcina detectorului $C_d R_d$ (fig. 8.26) se aplică printr-o rezistență de valoare mare la stabilitronul D_1. Capacitatea stabilitronului se micșorează tinzînd către valoarea condensatorului de compensare C_{comp}; atenuarea atenuatorului crește. În locul condensatorului C_{comp} poate fi cuplat un al doilea stabilitron care lucrează cu polarizare fixă.

În schema în punte inductiv-capacitivă crește pericolul rezonanțelor parazite care deformează caracteristica de frecvență a amplificatorului. Rezonanța serie în diferite bucle și rezonanța paralelă în circuitul L_1, L_2, D_1, C_c influențează și asupra caracteristicii de amplitudine, deoarece pe curba $A_{reg}(U_c)$ pentru o anumită valoare a U_c poate să apară un maxim (fig. 8.27). Frecvența de rezonanță trebuie să difere mult de frecvența semnalului. Pentru o alegere corectă a elementelor schemei dependența $A_{reg}(U_c)$ se obține monoton descrescătoare (fig. 8.27 curba trasată cu linie continuă).

Pentru tensiuni mari de semnal se poate produce demodularea pe porțiunile de caracteristici corespunzătoare conducției directe sau străpungerii inverse a stabilitronului. Puntea trebuie echilibrată în punctele egal depărtate de aceste porțiuni.

Autodemodularea apare în toate tipurile de atenuatoare în care se folosesc diode sau tranzistoare. În consecință, pe caracteristica de amplitudine după o porțiune lină apare o ascensiune (fig. 8.28), adică sistemul RAA nu mai poate fi comandat. În același timp cresc rapid distorsiunile de neliniaritate. Acest fenomen limitează valoarea admisibilă p_{in}.

Dacă se folosește RAA cu mai multe bucle cu cîteva atenuatoare se poate obține o eficacitate foarte ridicată a reglării.

Arhiva digitala SaDAng

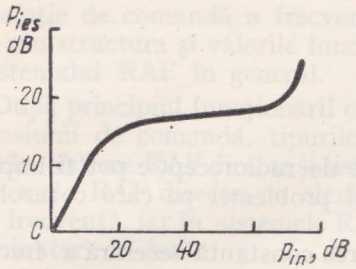


Fig. 8.28. Caracteristica de amplitudine a sistemului RAA cu atenuator comandat.

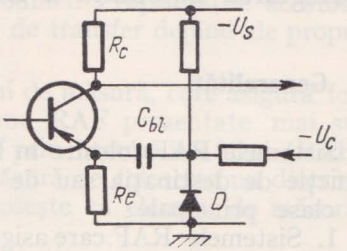


Fig. 8.29. Etaj de *RC* cu reacție reglată.

Sistemul RAA care comandă asupra reacției este folosit mai rar decît atenuatoarele comandate. De obicei profunzimea reacției negative este făcută variabilă (este comandată) cu ajutorul unei rezistențe neliniare care se introduce în circuitul de emitor.

Schema etajului cu rezistență comandată de RAA este prezentată în fig. 8.29. În stare inițială dioda care șuntează rezistența R_e, este deschisă.

Cînd tensiunea U_c crește rezistența diodei crește și reacția crește; de aceea se micșorează coeficientul de amplificare și crește rezistența de intrare a etajului. În acest fel se mărește amplificarea etajului anterior, ceea ce micșorează eficacitatea reglării.

În amplificatoarele de bandă îngustă se poate utiliza în circuitul de reacție fenomenul de rezonanță. La variația tensiunii de comandă aplicată la stabilitronul *D* (fig. 8.30), în circuitul L_1 L_2, C_c apar rezonanțe serie și paralelă. În acest caz impedanța dintre emitor și masă variază mult. Rezonanța serie trebuie să corespundă regimului inițial, iar cea paralelă trebuie să se producă la semnal maxim.

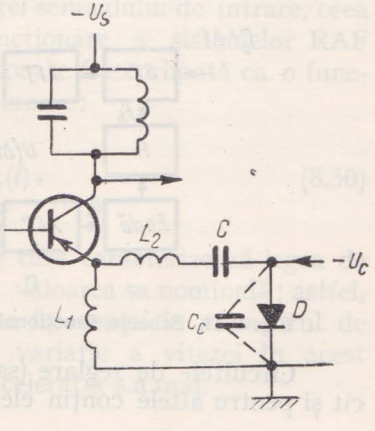


Fig. 8.30. Folosirea fenomenului de rezonanță în circuitul de reacție.

8.2. Reglarea automată a frecvenței

8.2.1. Generalități

Sistemele RAF folosite în instalațiile de radiorecepție pot fi împărțite, în funcție de destinația sau de caracterul problemei pe care o rezolvă, în două clase principale:

1. Sistemele RAF care asigură valoarea constantă necesară a frecvenței intermediare la ieșirea schimbătorului de frecvență al receptorului.

2. Sistemele RAF care reprezintă filtre de urmărire de bandă îngustă, folosite pentru urmărirea semnalelor cu frecvențe sau faze variabile.

Sistemele RAF din prima clasă permit reducerea variațiilor posibile ale frecvenței intermediare a receptorului. Există două variante de sisteme RAF care rezolvă această problemă. Una dintre ele asigură compensarea variațiilor posibile ale frecvenței atît pentru instalația de emisie cît și pentru heterodina receptorului iar cea de a doua variantă asigură numai stabilizarea frecvenței heterodinei.

Cea de a doua clasă de sisteme RAF sînt de fapt cuadripoli selectivi cu acord urmăritor, folosiți pe larg în diferite instalații de radiorecepție fie pentru separarea semnalelor de bandă îngustă din zgomote, fie pentru formarea semnalelor coerente.

În fig. 8.31, *b* este prezentată schema funcțională a sistemului RAF folosit ca filtru urmăritor. Aici tensiunea de comandă, formată de către elementul de măsură, este dată de diferența dintre frecvența semnalului de intrare și frecvența heterodinei. Sub acțiunea acestei tensiuni, frecvența heterodinei variază în funcție de variația frecvenței semnalului de intrare, asigurîndu-se astfel urmărirea acestei frecvențe. Un astfel de sistem poate fi folosit și pentru stabilizarea frecvenței heterodinei. În acest caz frecvența semnalului de intrare joacă rolul frecvenței etalon.

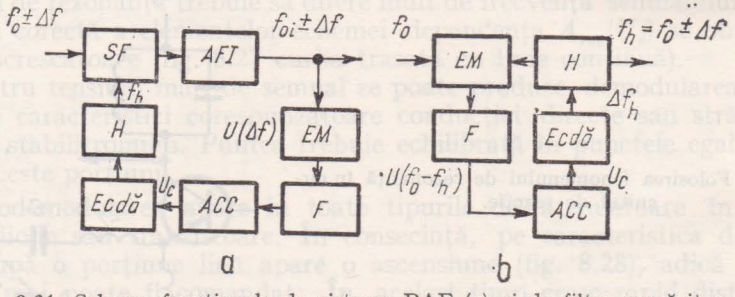


Fig. 8.31. Scheme funcționale de sisteme RAF (*a*) și de filtru urmăritor (*b*).

Circuitele de reglare (sau circuitul de reacție) atît pentru acest sistem cît și pentru altele conțin elemente identice din punct de vedere al destina-

Arhiva digitala SaDAng

ției lor: element de măsură, filtru, amplificator (în unele sisteme poate lipsi) și instalație de comandă a frecvenței heterodinei. Proprietățile acestor elemente sau structura și valorile funcțiilor lor de transfer depind de proprietățile sistemului RAF în general.

După principiul funcționării elementului de măsură, care asigură formarea tensiunii de comandă, tipurile de sisteme RAF prezentate mai sus se împart în sisteme RAF directe și sisteme RAF prin intermediul fazei (RAF Φ). În sistemele RAF directe, ca element de măsură se folosește un discriminator de frecvență, iar în sistemele RAF se folosește ca element de măsură un discriminator de fază.

După cum se știe, sistemul RAF Φ este un sistem astatic de urmărire în frecvență și de aceea are mari avantaje față de sistemul RAF simplu. Pentru valori constante (sau lent variabile) ale deviației de frecvență a semnalului de intrare, eroarea remanentă în frecvența în sistemul RAF Φ, practic, este egală cu zero. În același timp însă, realizarea unui astfel de sistem RAFΦ este posibilă numai în cazul existenței a două semnale comparate, frecvența unuia dintre ele fiind egală cu frecvența semnalului de intrare iar frecvența celui de-al doilea egală cu frecvența generatorului comandat. De aceea sistemele RAFΦ se folosesc, în principal, în schemele de filtre urmăritoare, în instalațiile de formare a semnalelor coerente, precum și în unele sisteme de sincronizare. În unele scheme de filtre urmăritoare se folosesc combinații de sisteme RAF simple și RAFΦ.

Pentru asigurarea valorii constante a frecvenței intermediare la ieșirea schimbătorului de frecvență al receptorului, de regulă, se folosesc sistemele RAF simple.

Proprietățile de bază ale sistemului RAF pot fi caracterizate printr-o serie de indici dintre care cei mai importanți sînt următorii:

1. *Eroarea de urmărire în sistemul RAF* $\Delta f(t)$. Valoarea ei este dată de funcția de transfer a circuitului închis de reglare și de către legea de variație a frecvenței semnalului de intrare. În cazul acțiunilor perturbatoare lent variabile, adică pentru variații lente ale frecvenței semnalului de intrare, ceea ce de fapt corespunde condițiilor reale de funcționare a sistemelor RAF folosite în radioreceptoare, eroarea de urmărire poate fi exprimată ca o funcție de timp cu ajutorul metodei coeficienților eroare:

$$\Delta f(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{C_i}{i!} \cdot \frac{\mathrm{d}^{(i)}}{\mathrm{d}t^{(i)}} \Delta f_p(t), \tag{8.30}$$

unde C_i sînt coeficienții eroare; $\Delta f_p(t)$ — funcție care caracterizează legea de deviație a frecvenței semnalului de intrare de la valoarea sa nominală; astfel, pentru $i = 0$, $\Delta f_p(t)$ reprezintă valoarea deviației frecvenței în momentul de timp t, pentru $i = 1$, $\Delta f_p^{(1)}(t)$ este viteza de variație a vitezei în acest moment de timp, pentru $i = 2$, $\Delta f_p^{(2)}(t)$ este accelerația ș.a.m.d.

Valorile coeficienților eroare C_i sînt dați de derivatele corespunzătoare ale funcției de transfer ale circuitului închis de reglare:

$$C_i = \left[\frac{d^{(i)}}{d_p^{(i)}} K(p)\right]_{p=0} \tag{8.31}$$

unde $K(p)$ este funcția de transfer; p — operatorul Laplace.

În cazurile cînd deviația de frecvență a semnalului de intrare $\Delta f_p(t)$ nu este constantă în timp, eroarea de urmărire $\Delta f(t)$ (8.30) reprezintă eroarea dinamică a sistemului. În regim stabil (pentru $t \to \infty$) sistemul RAF este caracterizat de eroarea stabilă de urmărire Δf_{st}. Dacă $\Delta f_{st} \neq 0$, sistemul este static iar dacă $\Delta f_{st} = 0$ sistemul are astatism.

2. *Coeficientul de reglare automată* K_{RAF}. În condiții reale de funcționare a sistemului RAF deviația frecvenței semnalului de intrare $\Delta f_p(t)$ este, de obicei, limitată la o valoare maximă oarecare $\Delta f_{p\,max}$. În urma acțiunii de reglaj realizată de sistem această deviație va fi redusă la o eroare remanentă oarecare de urmărire Δf_{rem} ($\Delta f_{rem} \neq 0$). În aceste condiții, eficacitatea funcționării sistemului RAF este apreciată prin intermediul coeficientului de reglare automată:

$$K_{RAF} = \frac{\Delta f_{p\,max}}{\Delta f_{rem}}. \tag{8.32}$$

3. *Banda de prindere* Δf_{pr} *și banda de reținere* Δf_{ret}. Acești indici caracterizează valorile limită ale dezacordului maxim de frecvență $\Delta f_{p\,max}$ pentru care sistemul RAF asigură respectiv intrarea în regim de urmărire și păstrarea acestui regim. Banda de prindere și banda de reținere sînt date de forma caracteristicii statice a elementelor de măsură și de comandă precum și de amplificarea din circuitul de reacție.

4. *Durata procesului tranzitoriu în sistemul RAF* t_{RAF}. Acest indice caracterizează proprietățile inerțiale ale sistemului. Valoarea t_{RAF} depinde de parametrii filtrelor și de amplificarea din circuitul de reacție. Dacă sistemul RAF are o constantă de timp echivalentă oarecare T_e, care determină viteza de atenuare a proceselor tranzitorii, atunci durata procesului tranzitoriu se poate calcula cu relația:

$$t_{RAF} \approx 2{,}3\, T_e. \tag{8.33}$$

Trebuie remarcat faptul că metoda coeficienților eroare se poate folosi pentru determinarea erorii de urmărire $\Delta f(t)$ (8.30) numai dacă se îndeplinește următoarea relație aproximativă:

$$\frac{\Delta f_{p\,max} - \Delta f_{rem}}{t_{RAF}} > 3 \left|\frac{d}{dt} \Delta f_p(t)\right|_{max}. \tag{8.34}$$

Dacă această inegalitate este îndeplinită, se poate presupune că deviația de frecvență a semnalului de intrare este o funcție lent variabilă.

În sistemele RAF folosite ca filtre urmăritoare se mai utilizează următoarele caracteristici suplimentare importante:

Arhiva digitala SaDAng

5. *Eroarea de urmărire a frecvenței semnalului de intrare condiționată de acțiunea zgomotelor* Δf_{zg}.

6. *Banda de trecere a filtrului urmăritor* Δf_{BF}.

În procesul de calcul al sistemului RAF trebuie asigurate cerințele impuse indicilor săi de bază pentru caracteristici date ale semnalului de intrare. Astfel, datele inițiale pentru calcul constituie, pe de o parte cerințe impuse caracteristicilor de mai sus ale sistemului RAF, iar pe de altă parte constituie parametrii semnalului de intrare. În plus, datele inițiale mai pot conține restricții în ceea ce privește folosirea anumitor elemente și detalii, caracteristici ale surselor de alimentare, particularități constructive ș.a.

Unii dintre indicii enumerați mai sus ai sistemelor RAF pot uneori lipsi. Se consideră însă ca fiind absolut necesar să se dea eroarea de urmărire sau coeficientul de reglare automată precum și banda de reținere (sau de prindere).

În marea majoritate a cazurilor legea de deviație a frecvenței intermediare de la valoarea sa nominală este o funcție simplă. Cel mai frecvent, cînd este îndeplinită condiția (8.37), ca funcție $\Delta f_p(t)$, se ia deviația constantă de frecvență egală cu valoarea sa maximă, adică $\Delta f_p(t) = \Delta f_{p\,max}$. În restul cazurilor se poate da fie o lege liniară de variație a frecvenței $\Delta f_p(t) = \Delta f'(t)$, fie o lege pătratică $\Delta f_p(t) = \Delta f''(t)$, unde $\Delta f'$ și $\Delta f''$ sînt, respectiv, viteza și accelerația de variație a frecvenței.

În cazul unor astfel de perturbații indicele i din expresiile (8.30) și (8.31) ia valorile: 0, 1, 2.

Pentru calculul sistemului RAF care rezolvă problema stabilizării frecvenței intermediare a receptorului, se pot folosi două metode (uneori aceste metode se completează reciproc). Prima dintre ele constă în următoarele. Pe baza cerințelor impuse sistemului RAF se determină valorile necesare ale parametrilor diferitelor părți din circuitul de reglare cum sînt panta caracteristicii elementului de măsură (discriminator de fază sau de frecvență) și banda de trecere a acestuia, panta caracteristicii și banda de reacordare a elementului de comandă, coeficientul de amplificare în circuitul de reglare, constantele de timp ale filtrelor. Valorile necesare ale acestor parametri trebuie asigurate prin calculul electric ulterior al elementelor circuitului de reglare. Calculul sistemului RAF printr-o astfel de metodă reprezintă într-o anumită măsură rezolvarea problemei sintezei sistemului de reglare automată care, așa cum se știe, este legată de dificultăți mari. Relațiile de bază care leagă principalele caracteristici ale sistemului RAF de parametrii elementelor sale nu permit, practic, determinarea univocă a cerințelor impuse acestor parametri. De aceea, folosirea unei astfel de metodici de proiectare conduce, de regulă, la alegerea soluției convenabile, numai după efectuarea mai multor calcule de precizare.

La baza celei de a doua metode de calcul a sistemului RAF stau următoarele considerațiuni. Cerința de bază impusă sistemelor RAF, folosite în instalațiile radiotehnice, este cerința referitoare la precizia funcționării lor. În sistemele care asigură o valoare constantă frecvenței intermediare, se

tinde să se obțină o deviație minimă a frecvenței intermediare de la valoarea sa nominală la ieșirea schimbătorului de frecvență. Din acest punct de vedere, cerința în ceea ce privește eficacitatea funcționării sistemului RAF, formulată în datele inițiale, caracterizează, de regulă, eroarea minimă admisibilă de reglare automată și nu limitează creșterea posibilă a preciziei. Deci, în proiectarea unui sistem RAF concret este util să se asigure astfel de caracteristici elementelor sale, încît să se poată realiza posibilitățile limită ale sistemului. Evident, realizarea posibilităților limită nu trebuie să fie însoțită de o complicare nejustificată a schemei.

Pe baza considerațiilor de mai sus, calculul sistemului RAF se poate face după următoarea metodică. În funcție de cerințele de bază impuse sistemului se determină acei parametri ai circuitului de reacție care pot fi găsiți în mod univoc cu ajutorul relațiilor care stabilesc legătura reciprocă dintre acești parametri și caracteristicile sistemului. De regulă acești parametri sînt banda de trecere a discriminatorului de frecvență (în sistem RAF) și gama de reacordare a frecvenței heterodinei sub acțiunea elementului de comandă. După aceea se face alegerea și calculul schemei elementului de măsură (discriminator de fază sau de frecvență) și a elementului de comandă. Calculul trebuie astfel făcut încît folosind cele mai simple procedee să se asigure parametrii indicați mai sus ai acestor elemente pentru valori maxime realizabile ale pantei caracteristicii detectorului și elementului de comandă. După calculul elementelor de bază ale circuitului de reacție (elementul de măsură și elementul de comandă), în funcție de precizia dată impusă sistemului, se determină amplificarea circuitului de reacție.

Această succesiune de calcul permite satisfacerea cerințelor în ceea ce privește precizia funcționării sistemului și asigură totodată determinarea coeficientului de transfer al circuitului de reglare.

În majoritatea cazurilor, pentru a mări viteza de acțiune a sistemului RAF și pentru asigurarea unui caracter aperiodic procesului tranzitoriu în sistem, se tinde să se folosească un filtru cu o structură unicelulară.

8.2.2. Calculul schemei de comandă a frecvenței

Schemele de comandă a frecvenței heterodinei se împart în următoarele trei grupe de bază:

— electronice, care asigură reacordarea frecvenței heterodinei prin procedee electronice;

— mecanice, la care variația frecvenței este asigurată prin reacordarea mecanică a elementelor circuitului;

— electro-mecanică care îmbină primele două grupe.

Cea mai mare răspîndire o au schemele cu comandă electronică. Printre ele se numără scheme cu tuburi și cu tranzistoare reactive, diferite tipuri de capacități și de inductanțe comandate, precum și schema de comandă a frecvenței heterodinelor cu clistroane care asigură variația tensiunii în limitele zonei de generare.

Arhiva digitala SaDAng

Domeniul de folosire a tuburilor electronice și a tranzistoarelor reactive este limitat superior la frecvențele de 20—30 MHz. Aproximativ în aceeași gamă se folosesc și inductanțele cu miezuri din ferite comandate precum și capacitățile neliniare (varicondă). Aceste elemente au însă o stabilitate la temperatură relativ joasă.

În gama pînă la 100—200 MHz se folosesc diode reactive și diode varicap. La frecvențe mai mari de 100 MHz se folosesc în calitate de heterodine comandate în receptoare, generatoare cu clistroane. Principial, se pot folosi generatoare comandate la frecvențe joase cu o multiplicare ulterioară a frecvenței însă în acest caz apar greutăți în realizarea constructivă a filtrelor multiplicatorului de frecvență.

Caracteristica de bază a elementului de comandă este caracteristica sa statică, care reprezintă dependența dintre variația de frecvență a heterodinei comandate și tensiunea de comandă $\Delta f_h = \varphi(\Delta U_c)$. În fig. 8.32 este prezentat un exemplu de astfel de caracteristică. Deci parametrii cei mai importanți ai elementului de comandă sînt panta caracteristicii statice și variația maximă

$$S_c = \left| \frac{d\Delta f_h}{d\Delta U_c} \right|_{\Delta U_c = 0}$$

posibilă a frecvenței generatorului comandat $2\Delta f_{h\,max}$. Valoarea $2\Delta f_{h\,max}$ corespunde gamei de variație a tensiunii de comandă $2\Delta U_c$.

Punctul de funcționare se alege pe caracteristica statică a elementului de comandă, astfel încît să se asigure acordul heterodinei pe ambele părți ale valorii nominale a frecvenței. De aceea în calcule se folosește valoarea $f_{h\,max}$, căreia îi corespunde gama de variație a tensiunii de comandă $\Delta U_{c\,max}$.

Schema cu diodă reactive este prezentată în fig. (8.33). Dioda poate fi o diodă cu vid sau o diodă semiconductoare. Capacitatea C_1 se cuplează prin dioda D_1 la circuitul heterodinei (cu coeficientul de cuplare p). Rezistența

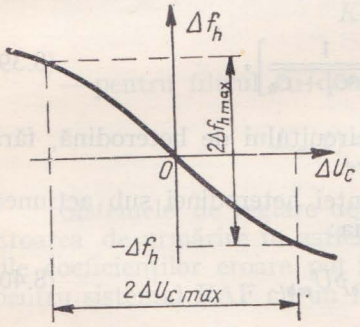


Fig. 8.32. Caracteristica statică a elementului de comandă.

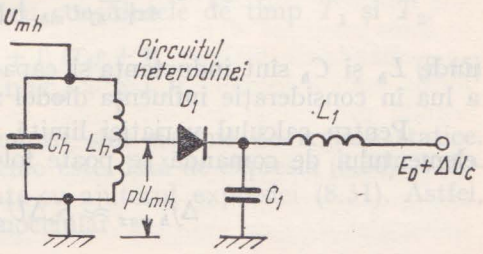


Fig. 8.33. Schema cu diodă reactivă.

diodei la curenții cu frecvența heterodinei depinde de unghiul de tăiere θ, care poate varia sub acțiunea tensiunii continuă de comandă U_c. În felul acesta, frecvența heterodinei va varia ca urmare a influenței capacității C_1,

în funcție de rezistența diodei $R_i(\Delta U_c)$ care este o funcție de tensiune de comandă. Capacitatea echivalentă cuplată în paralel pe circuit va fi:

$$C_e = p^2 \frac{C_1}{1 + [2\pi f_h C_1 R_i(\Delta U_c)]^2}. \tag{8.35}$$

Polarizarea inițială pe diodă se alege de obicei egală cu zero. Dacă în acest caz se ia pentru simplificare o aproximare liniară a caracteristicii diodei, atunci dependența rezistenței diodei de tensiunea de comandă va avea următoarea formă:

$$R_i(\Delta U_c) = \frac{\pi R_i}{\theta - \sin\theta\cos\theta}. \tag{8.36}$$

Unghiul de tăiere θ se află din expresia:

$$\cos\theta = \frac{\Delta U_c}{pU_{mh}}. \tag{8.37}$$

Valoarea limită a tensiunii de comandă se alege din condiția:

$$\pm \Delta U_{c\,max} = pU_{mh} \tag{8.38}$$

În acest caz unghiul de tăiere θ variază de la 0 la π, iar limitele de variație a rezistenței diodei vor fi de la R_i la ∞.

Pentru valori mici $R_i \leqslant 100 \ldots 200\ \Omega$ se poate presupune că în banda de variație a tensiunii reglate (8.38) capacitatea echivalentă a diodei reactive, considerată în circuitul heterodinei (8.35) variază de la $C_e \approx 0$ pînă la $C_e \approx p^2 C_1$. În acest caz panta caracteristicii elementului de comandă poate fi calculată cu ajutorul următoarei soluții aproximative:

$$S_c \approx \frac{1}{4\pi\sqrt{L_h}pU_{mh}}\left[\frac{1}{\sqrt{C_h}} - \frac{1}{\sqrt{p^2C_1 + C_h}}\right], \tag{8.39}$$

unde L_h și C_h sînt inductanța și capacitatea circuitului de heterodină, fără a lua în considerație influența diodei respective.

Pentru calculul variației limită a frecvenței heterodinei sub acțiunea elementului de comandă se poate folosi relația:

$$\Delta f_{h\,max} \approx S_c \Delta U_{c\,max} = S_c pU_{mh}. \tag{8.40}$$

Cu toată simplitatea sa, schema cu dioda reactivă are și neajunsuri. Dioda reactivă are o mare acțiune de șuntare asupra circuitului heterodinei, în plus această acțiune nu este continuă în gama de reacordare. În afară de această, circuitul de comandă al diodei consumă un curent mare ceea ce complică într-o anumită măsură schema de formare a tensiunii de comandă.

Arhiva digitala SaDAng

Valoarea rezistenței active introduse în paralel pe circuit din spre diodă, se calculează cu formula:

$$R_{ed} = \frac{1}{p^2}\left[R_i(\Delta U_c) + \frac{1}{(2\pi f_h C_1)^2 R_i(\Delta U_c)}\right]. \tag{8.41}$$

Alegerea bobinei de șoc L_1 se face cu ajutorul relației:

$$L_1 \geqslant \frac{50 - 100}{(2\pi f_h)^2 C_1}. \tag{8.42}$$

8.2.3. Calculul sistemului RAF simplu

Schema funcțională a sistemului RAF simplu este prezentată în fig. 8.31, *a*. Elementul de măsură al acestui sistem este un discriminator de frecvență al cărui calcul a fost prezentat anterior.

Proprietățile sistemului RAF în regim tranzitoriu și în regim stabil se determină de către parametrii elementelor circuitului de reacție. Ca parametru generalizat al acestui circuit se ia coeficientul său de transfer, egal cu produsul dintre panta caracteristicii discriminatorului de frecvență S_{DF}, panta caracteristicii elementului de comandă S_c și coeficientul de amplificare K_a al amplificatorului cuplat în circuitul de reglare:

$$K_0 = | S_{DF} S_c K_a. \tag{8.43}$$

În funcție de structura filtrului și de valoarea K_0, funcția de transfer a circuitului închis de reglare are următoarea formă (în operațional):

— pentru structura unicelulară a filtrului cu constantă de timp T

$$K(p) = \frac{Tp + 1}{Tp + K_0 + 1}; \tag{8.44}$$

— pentru filtrul cu două celule cu constantele de timp T_1 și T_2.

$$K_p(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) + K_0}. \tag{8.45}$$

Sistemele de reglare de tipul amintit sînt sisteme de reglare statice. Eroarea de urmărire în astfel de sisteme este dată de expresia (8.30). Valorile coeficienților eroare pot fi calculate cu ajutorul expresiei (8.31). Astfel, pentru sistemul RAF cu un filtru monocelular

$$C_0 = \frac{1}{K_0 + 1}; \quad C_1 = \frac{K_0 T}{(K_0 + 1)^2}; \quad C_2 = \frac{2K_0 T^2}{(K_0 + 1)^3}. \tag{8.46}$$

Prin diferențierea ecuației (8.35) în conformitate cu expresia (8.31) se pot determina coeficienții eroare pentru sistemul cu filtre cu două celule. Observăm că pentru ambele feluri de sisteme valoarea lui C_0 va fi aceeași.

În cazul cînd funcția $\Delta f_p(t)$ este dată sub forma unei deviații constante a frecvenței intermediare cu valoarea $\Delta f_{p\,max}$, în sistemul RAF se va produce o eroare remanentă egală, conform expresiei (8.30), cu:

$$\Delta f_{rem} = C_0 \Delta f_{p\,max} = \frac{\Delta f_{p\,max}}{K_0 + 1}. \tag{8.47}$$

Conform definiției (8.32) coeficientul de reglare automată al sistemului RAF va fi:

$$K_{\text{RAF}} = K_0 + 1. \tag{8.48}$$

Așa cum se remarca mai înainte, cea mai utilă este schema cu structură unicelulară de filtru. Pentru aceasta toate elementele circuitului de reglare trebuie să aibă constante de timp mult mai mici (cel puțin cu un ordin) decît constanta de timp a filtrului $T = RC$. În acest caz, constanta de timp echivalentă a sistemului RAF este:

$$T_e = \frac{T}{K_{\text{RAF}}}. \tag{8.49}$$

Durata procesului tranzitoriu în sistem poate fi evaluată cu ajutorul relației (8.33).

Din anumite motive, se poate ca în circuitul de reglare al sistemului RAF să existe două celule cu constante de timp T_1 și T_2 suficient de mari. Pentru ca într-o astfel de situație să se evite pe cît posibil suprareglarea și pentru ca procesul tranzitoriu să aibă un caracter apropiat de cel aperiodic trebuie asigurat un astfel de raport între constantele de timp T_1 și T_2 astfel încît să se îndeplinească condiția:

$$\frac{(T_1 + T_2)^2}{4T_1T_2} \geqslant 0{,}8K_{\text{RAF}}. \tag{8.50}$$

În acest caz, constanta de timp echivalentă a sistemului se poate aprecia cu ajutorul următoarei relații:

$$T_e \approx \frac{2T_1T_2}{T_1 + T_2}. \tag{8.51}$$

Banda de reținere și banda de prindere a sistemului RAF depind de forma caracteristicilor discriminatorului de frecvență și elementului de comandă precum și de coeficientul de reglare automată. Presupunînd că în majoritatea cazurilor întinderea porțiunii liniare a caracteristicii statice a elementului de comandă este mai mare decît întinderea liniară a caracteristicii discriminatorului de frecvență, valorile benzilor de reținere și de prindere ale sistemului RAF se exprimă cu ajutorul următoarelor formule aproximative:

$$\Delta f_{ret} \approx \Delta F_{DF} K_{\text{RAF}} \tag{8.52}$$

$$\Delta f_{pr} \approx \Delta F_{DF} \left(\frac{K_{\text{RAF}}}{2} + 1 \right), \tag{8.53}$$

unde ΔF_{DF} este banda de trecere a discriminatorului de frecvență cuprinsă între extremitățile caracteristicii sale statice.

Arhiva digitala SaDAng

Vom prezenta metodica de calcul a sistemului RAF, care să asigure realizarea posibilităților limită ale discriminatorului de frecvență și ale elementului de comandă. Așa cum a rezultat din relațiile de calcul prezentate mai înainte pentru valori date ale coeficientului de reglare automată și ale benzii de reținere (sau de prindere) se poate realiza determinarea univocă a benzii de trecere a discriminatorului de frecvență ΔF_{DF} (8.52), (8.53). Prin urmare, calculul schemei discriminatorului de frecvență trebuie astfel făcut încît să se asigure valoarea necesară ΔF_{DF} pentru o pantă maximă posibilă a caracteristicii discriminatorului S_{DF}.

Valoarea dată a benzii de reținere (sau de prindere) a sistemului RAF permite determinarea univocă a cerințelor impuse gamei de reacordarea heterodinei. Schema elementului de comandă trebuie să asigure variația frecvenței heterodinei cu valoarea

$$\Delta f_{h\,max} \geqslant \pm (\Delta f_{ret} - \Delta F_{DF}). \tag{8.54}$$

La calculul elementului de comandă această cerință trebuie îndeplinită pentru o pantă maximă posibilă a pantei caracteristicii sale S.

Calculînd schema discriminatorului de frecvență și a elementului de comandă și determinînd în acest fel parametrii lor de bază, pantele caracteristicilor lor statice S_{DF}, S_e precum și tensiunea maximă la ieșirea discriminatorului de frecvență $U_{DF\,max}$ și variația maximă a tensiunii de comandă $\Delta U_{c\,max}$, se poate aprecia necesitatea de amplificare în circuitul de reacție. Pentru a se asigura un regim liniar de funcționare în limitele benzii de reținere trebuie ca coeficientul de amplificare al amplificatorului de curent continuu să fie dat de relația:

$$K_a = \frac{\Delta U_{c\,max}}{U_{DF\,max}}. \tag{8.55}$$

Dacă este îndeplinită inegalitatea $\Delta U_{c\,max} < U_{DF\,max}$, atunci, evident, nu este necesară o amplificare suplimentară în schemă.

Mărirea coeficientului de amplificare va permite mărirea preciziei sistemului pentru dezacorduri mici. La extremitățile benzii de reținere, adică în domeniul dezacordurilor maxime admisibile, datorită porțiunii liniare limitate a caracteristicii elementului de comandă, mărirea amplificării nu duce la o creștere vizibilă a preciziei.

După ce s-au determinat în acest fel cerințele de amplificare în circuitul de reglare, cu ajutorul relațiilor (8.43) și (8.48) se calculează coeficientul de reglare automată realizabil în sistem iar pe baza relațiilor (8.52) și (8.53) se precizează valorile benzilor de reținere și de urmărire. Dacă valorile obținute pentru aceste caracteristici ale sistemului nu satisfac cerințele impuse, adică sînt mai mici, trebuie revăzută alegerea și calculul schemei discriminatorului de frecvență și elementului de comandă în scopul măririi pantelor caracteristicilor lor. Dacă însă ele depășesc cu mult valorile impuse K_{RAF}, Δf_{ret}, Δf_{pr} se poate exclude amplificatorul de curent continuu și luînd $K_a = 1$,

se verifică tot cu ajutorul relațiilor de mai sus satisfacerea cerințelor impuse în ceea ce privește aceste mărimi.

Alegerea filtrului și calculului constantei sale de timp se face în funcție de durata dată a procesului tranzitoriu t_{RAF}, folosind pentru aceasta relațiile (8.33), (8.49) sau (8.33), (8.50) și (8.51).

Dacă durata procesului tranzitoriu nu este dată, atunci, de regulă, se folosește un filtru monocelular, iar parametrii săi se aleg din condiția de asigurare a celei mai bune filtrări a tensiunii de înaltă frecvență în circuitul de reacție.

8.2.4. Calculul sistemului RAF Φ

În fig. 8.35 sînt prezentate două variante de bază de sisteme RAFΦ. Ca element de măsură în aceste sisteme se folosește un discriminator de fază, la care se aplică o tensiune cu frecvență etalon (de referință). Calculul se va face după metodica expusă în capitolul Demodulatoare. Sistemul RAFΦ este un sistem astatic de reglare automată.

Parametrul generalizat al sistemului RAFΦ, care determină caracteristicile sale de bază este, ca și în cazul sistemului RAF simplu (8.43), coeficientul de transfer al circuitului de reglare

$$K_0 = | S_{D\Phi} S_c K_a |, \tag{8.56}$$

unde $S_{D\Phi}$ este panta caracteristicii discriminatorului de fază. De remarcat că acest coeficient are dimensiunea frecvenței.

În majoritatea cazurilor, în sistemele RAFΦ se folosesc două tipuri de filtre în circuitul de reacție; fie filtru monocelular cu constantă de tip T, fie filtru cu integrare proporțională (fig. 8.34).

În cazul folosirii filtrului monocelular, funcția de transfer a circuitului închis de reglare are forma:

$$K(p) = \frac{p(Tp + 1)}{p(Tp + 1) + K_0}. \tag{8.57}$$

În această situație, în expresia (8.30), care determină eroarea de urmărire a sistemului, coeficienții eroare corespunzători (8.31) vor fi:

$$C_0 = 0; \quad C_1 = \frac{1}{K_0}; \quad C_2 = \frac{2(K_0 T - 1)}{K_0^2}. \tag{8.58}$$

Funcția de transfer a sistemului RAFΦ cu filtru cu integrare proporțională are forma:

$$K(p) = \frac{p(T_{12}p + 1)}{p(T_{12}p + K_0 T_2 + 1) + K_0}, \tag{8.59}$$

unde conform figurii 8.34 $T_2 = R_2 C$, iar $T_{12} = (R_1 + R_2) C$.

Arhiva digitala SaDAng

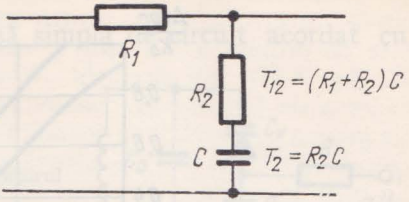


Fig. 8.34. Schema filtrului cu integrare proporțională.

În acest caz coeficienții eroare vor fi conform relației (8.31):

$$C_0 = 0; \quad C_1 = \frac{1}{K_0}; \quad C_2 = \frac{2(K_0 T_{12} - K_0 T_2 - 1)}{K_0^2}. \tag{8.60}$$

Dacă funcția $\Delta f_p(t)$ reprezintă o deviație constantă de frecvență cu valoarea $\Delta f_{p\,max}$, atunci eroarea remanentă din sistem va fi nulă ($\Delta f_{rem} = 0$). În acest caz, coeficientul de reglare automată, așa cum a fost definit pentru sistemul RAF (8.32), nu are sens.

Banda de reținere a sistemului RAFΦ, cu o aproximare suficient de precisă, este egală cu coeficientul de transfer al circuitului de reglare, adică:

$$\Delta f_{ret} \approx K_0, \tag{8.61}$$

iar banda de prindere, spre deosebire de sistemul RAF simplu, depinde de forma și parametrii filtrului. Folosirea filtrului cu integrare proporțională permite lărgirea benzii de prindere.

Valoarea benzii de prindere a sistemului în cazul folosirii filtrului monocelular, poate fi determinată cu ajutorul graficelor din fig. 8.35, iar în cazul folosirii filtrului cu integrare proporțională — cu ajutorul graficelor din fig. 8.36.

Dacă în sistemul RAFΦ în afara filtrului cuplat în circuitul de reacție, mai există elemente suplimentare de bandă îngustă care introduc o întîrziere vizibilă a semnalului t_i, banda de trecere se va micșora, iar pentru $t_i \geqslant \frac{1}{4K_0}$ se produce pierderea stabilității sistemului. Dacă sistemul lucrează cu

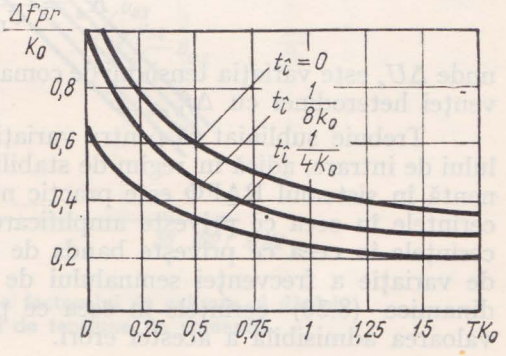


Fig. 8.35. Grafice pentru calculul benzii de prindere în cazul filtrului monocelular.

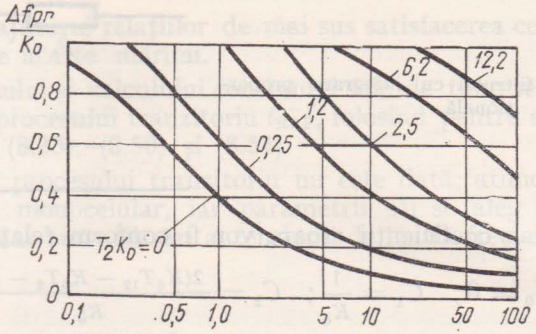


Fig. 8.36. Grafice pentru calculul benzii de prindere în cazul filtrului cu integrare proporțională.

nivele mari ale semnalului de intrare, ceea ce se întîmplă de obicei în regim de stabilizare a frecvenței, atunci alegerea parametrilor filtrelor se face în primul rînd din considerente de asigurare a benzii de prindere.

Pentru nivele mici de semnale, cînd în sistem pot apare erori, condiționate de influența zgomotelor, la alegerea parametrilor filtrului se impun cerințe suplimentare la care ne vom referi în paragraful următor.

Calculul sistemului RAFΦ se poate face după aceeași metodică care a fost prezentată pentru sistemele RAF simple (§ 8.2.3). Apar doar cîteva particularități la calculul discriminatorului de fază și al elementului de comandă. Astfel, schema discriminatorului de fază trebuie calculată din condiția de obținere a pantei maxime a caracteristicii sale; totodată pentru aprecierea proprietăților de amplificare ale circuitului de reacție trebuie determinată tensiunea maximă la ieșire $U_{D\Phi\,max}$. Calculul elementului de comandă se face avîndu-se în vedere condiția de obținere a gamei necesare de reacordare a heterodinei, egală cu banda de reținere $\Delta f_{h\,max} = \Delta f_{ret}$. Cerințele în ceea ce privește amplificarea în circuitul de reacție pot fi apreciate cu ajutorul relației:

$$K_a = \frac{\Delta U_c}{U_{D\Phi\,max}}, \tag{8.62}$$

unde ΔU_c este variația tensiunii de comandă, corespunzătoare reacordării frecvenței heterodinei cu $\Delta f_{h\,max}$.

Trebuie subliniat că pentru variații foarte lente ale frecvenței semnalului de intrare, adică în regim de stabilizare a frecvenței, cînd eroarea remanentă în sistemul RAFΦ este practic nulă, coeficientul de transfer (8.56) și cerințele în ceea ce privește amplificarea (8.62) vor fi determinate numai de cerințele în ceea ce privește banda de reținere. Pentru legi mai complexe de variație a frecvenței semnalului de intrare, cînd în sistem au loc erori dinamice (8.30) cerințele în ceea ce privește amplificarea vor depinde de valoarea admisibilă a acestei erori.

Arhiva digitala SaDAng

8.2.5. Calculul schemelor cu varicapuri

În fig. 8.37 este prezentată o schemă simplă de circuit acordat cu ajutorul diodei varicap.

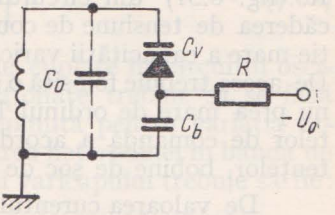


Fig. 8.37 Schemă de circuit oscilant acordat cu ajutorul diodei varicap.

În momentul de față pentru acordul electronic și pentru RAF se folosesc, în principal, varicapuri cu siliciu aliate și epitaxiale, la care dependența capacității de tensiunea de comandă este dată cu suficientă precizie de relația:

$$C_v = \frac{a}{\sqrt{\varphi_c + U_0}} = \frac{C_v(0)}{\sqrt{1 + \frac{U_0}{\varphi_c}}}, \tag{8.63}$$

unde a este o constantă pentru tipul dat de varicap a cărei mărime este proporțională cu suprafața joncțiunii p-n; φ_c — diferența de potențial de contact (pentru varicapurile cu siliciu $\varphi_c \approx 0{,}8$ V); $C_v(0)$ — capacitatea varicalupui pentru $U_0 = 0$.

Factorul de calitate al diodelor varicap atinge o valoare maximă (de ordinul a cîtorva mii) pentru o frecvență medie oarecare f_{med}, peste care scade invers proporțional cu frecvența, iar sub f_{med} scade direct proporțional cu frecvența (fig. 8.38).

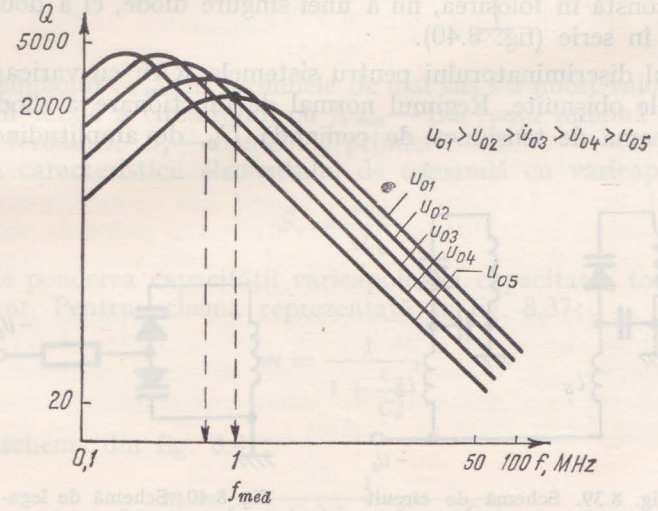


Fig. 8.38. Dependența tipică a factorului de calitate al diodei varicap de frecvență și de tensiune de comandă.

În cazul aplicării la dioda varicap a tensiunii de comandă apare un curent invers I_{inv}, care pentru varicapurile cu siliciu la temperatura camerei este de ordinul a 0,01 μA și care limitează valoarea maximă a rezistenței R (fig. 8.37) din circuitul de aplicare a tensiunii de comandă, deoarece căderea de tensiune de comandă pe această rezistență poate provoca o variație mare a capacității varicapului și destabilizează acordul circuitului oscilant. De aceea trebuie folosită o sursă de tensiune de comandă cu rezistență internă nu prea mare de ordinul 1—10 kΩ, iar pentru separarea reciprocă a circuitelor de comandă a acordului diferitelor circuite se folosesc, în locul rezistențelor, bobine de șoc de înaltă frecvență (fig. 8.39).

De valoarea curentului invers este strîns legat nivelul zgomotelor create de varicap. De aceea, în circuitele de intrare ale instalațiilor de radiorecepție, pentru a evita înrăutățirea sensibilității (în special la frecvențele sub 1—2 MHz) se folosesc varicapuri cu curenți inverși minimi (mai mici de 0,1 μA).

Pentru limitarea efectelor neliniare ale varicapului (dezacordarea circuitelor selective, distorsionarea formei curbei de rezonanță, modulație încrucișată etc.) la un nivel care să nu depășească nivelul condiționat de neliniaritate dispozitivele amplificatoare (tuburi electronice sau tranzistoare), valoarea minimă a tensiunii de comandă trebuie să fie de 8—10 V.

O reducere importantă a fenomenului neliniar se poate obține și prin mărirea capacității liniare a circuitului oscilant (C_0 din fig. 8.37). Aceste măsuri însă împiedică obținerea unor coeficienți mari de acoperire în frecvență. Un mijloc radical de eliminare a efectelor neliniare în circuitele acordate cu varicapuri, constă în folosirea, nu a unei singure diode, ci a două diode cuplate invers în serie (fig. 8.40).

Calculul discriminatorului pentru sistemele RAF cu varicapuri se face prin metodele obișnuite. Regimul normal de funcționare a diodei varicap, ținîndu-se seama de tensiunea de comandă U_0, de amplitudinea tensiunii

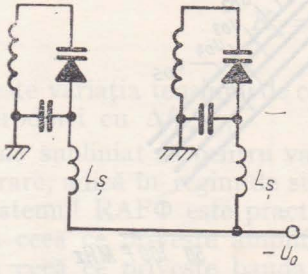


Fig. 8.39. Schemă de circuit de comandă cu varicap cu bobine de șoc de separare.

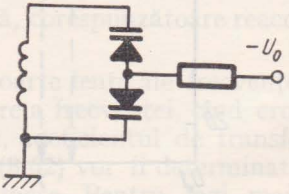


Fig. 8.40. Schemă de legare în serie în opoziție a diodelor varicap.

Arhiva digitala SaDAng

variabile de pe ea U_m și de tensiunea inversă admisibilă maximă (de străpungere) $U_{inv\,max}$ este limitat de condițiile:

$$\left.\begin{aligned} U_{0\,min} &\geqslant U_{m\,max} \\ U_{0\,max} &\leqslant U_{inv\,max} - U_m \end{aligned}\right\} \tag{8.64}$$

Alegerea tipului de varicap, a schemei sale de cuplare în circuitul oscilant al heterodinei și a punctului inițial de funcționare trebuie să se facă ținînd seama de condiția (8.64) care trebuie îndeplinită pentru variația capacității varicapului în limite care asigură reacordarea heterodinei în banda de frecvențe. Limitele necesare de variație a capacității varicapului trebuie să fie:

$$\Delta C_v \geqslant 2 \frac{B_s}{f_{h\,min}} C_{k\,max} \tag{8.65}$$

în cazul schemei din fig. 8.41 și

$$\Delta C_v \geqslant 2 \frac{B_s}{f_{h\,min}} \left(1 + \frac{C_v}{C_p}\right)^2 C_{k\,max} \tag{8.66}$$

în cazul existenței condensatorului de cuplare a varicapului la circuit (C_p din fig. 8.41).

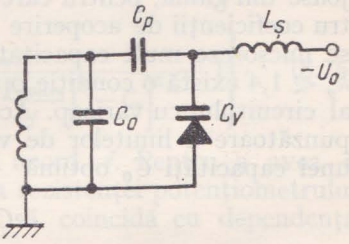


Fig. 8.41. Conectarea varicapului la circuitul oscilant prin intermediul condensatorului C_p.

Prin simbolul $C_{k\,max}$ în formulele de mai sus s-a notat valoarea maximă a capacității totale a circuitului, cu $f_{h\,min}$ — frecvența minimă inferioară de acord al heterodinei, B_s — banda de prindere.

Panta caracteristicii elementului de comandă cu varicap este:

$$S_c = \frac{m f_h}{4U_0}, \tag{8.67}$$

unde m este ponderea capacității varicapului la capacitatea totală a circuitului oscilant. Pentru schema reprezentată în fig. 8.37:

$$m = \frac{1}{1 + \frac{C_0}{C_v}}, \tag{8.68}$$

iar pentru schema din fig. 8.41:

$$m = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_v}{C_0}\right)\left(1 + \frac{C_0}{C_v} + \frac{C_0}{C_p}\right)}. \tag{8.69}$$

În calculele schemelor RAF se poate considera că C_v și U_0 reprezintă valorile corespunzătoare punctului inițial al varicapului.

Influența varicapului asupra factorului de calitate al circuitului oscilant. Dacă factorul de calitate al circuitului oscilant fără varicap dar cu un condensator echivalent fără pierderi, este Q_k, iar factorul de calitate al varicapului în punctul de funcționare dat este egal cu Q_v, atunci factorul de calitate rezultant al circuitului oscilant este:

$$Q = \frac{Q_k}{1 + m\dfrac{Q_k}{Q_v}}. \tag{8.70}$$

Pentru a evita o înrăutățire vizibilă a factorului de calitate al circuitului din cauza pierderilor în varicap trebuie să se tindă să se aleagă tipul de varicap și gama tensiunilor de comandă astfel încît să fie satisfăcută condiția:

$$Q_v > (2 \ldots 3)\, mQ_k. \tag{8.71}$$

În schemele fără condensatorul C_p (fig. 8.37) în cazul folosirii varicapului la frecvențe mai mari decît f_{med} (vezi fig. 8.38), cea mai mare înrăutățire a factorului de calitate al circuitului se produce pe frecvențele cele mai joase din gamă, pentru care și trebuie să fie verificată condiția (8.71). Pentru coeficienții de acoperire a gamei de frecvență $k_g > 1{,}4$ este de dorit să se micșoreze mult capacitatea inițială liniară a circuitului C_0, iar pentru $k_g < 1{,}4$ există o condiție optimă care asigură un factor maxim de calitate al circuitului cu varicap. Această condiție este asigurată prin alegerea corespunzătoare a limitelor de variație a tensiunii de comandă și prin folosirea unei capacități C_0 optimă

$$C_{0\,opt} = \frac{1 - 0{,}5k_g^2}{k_g^2 - 1} C_{v\,max}, \tag{8.72}$$

unde $C_{v\,max}$ este capacitatea varicapului pentru acordul circuitului pe frecvența cea mai joasă a gamei.

În schema cu condensator C_p (fig. 8.41) pentru mărirea factorului de calitate trebuie ca pe cît posibil să se mărească capacitatea C_0 și să se micșoreze capacitatea C_p. În cazul legării în paralel sau în serie a varicapului de același tip, factorul de calitate echivalent al oricărei grupe de varicapuri rămîne egal cu factorul de calitate echivalent al unui varicap pentru aceeași frecvență și pentru aceeași tensiune de comandă.

Calculul circuitelor oscilante reacordate cu varicapuri. De obicei, se aleg dinainte tipul varicapului și limitele de variație ale tensiunii de comandă ($U_{0\,min} - \cdots + U_{0\,max}$). În acest caz, pentru obținerea coeficientului dat de acoperire a gamei de frecvență în schema circuitului reprezentat în fig. 8.37, trebuie determinată capacitatea C_0:

$$C_0 = \frac{1 - \dfrac{k_g^2}{\sqrt{k_x}}}{k_g^2 - 1} C_{v\,max}, \tag{8.73}$$

Arhiva digitala SaDAng

unde

$$k_x = \frac{U_{0\,max} + \varphi_c}{U_{0\,min} + \varphi_c}. \tag{8.74}$$

Pentru valori negative ale lui C_0 trebuie mărite limitele de variație a tensiunii de comandă. Dacă valorile C_0 și k_g sînt date, atunci valoarea necesară a lui k_x se află din relația (8.73). Substituind această valoare în relația (8.74) se pot determina limitele necesare de variație a tensiunii de comandă.

Dependența dintre frecvența de rezonanță a circuitului oscilant și tensiunea de comandă se calculează cu formula:

$$f = f_{0\,min} \sqrt{\frac{C_0 + C_{v\,max}}{C_0 + \frac{C_{v\,max}}{\sqrt{1 + \frac{U_0 - U_{0\,min}}{U_{0\,min} + \varphi_c}}}}}, \tag{8.75}$$

unde U_0 este valoarea curentă a tensiunii de comandă.

Calculul schemei de comandă cu acord electronic. Pentru calculul orientativ al curbei de gradare și pentru realizarea scalei de acord se poate folosi formula (8.75) sau dependența inversă:

$$U_0 = U_{0\,min} + (U_{0\,min} + \varphi_c)\left\{\frac{C_{v\,max}^2}{\left[(C_0 + C_{v\,max})\left(\frac{f_{0\,min}}{f}\right)^2 - C_0\right]^2} - 1\right\}, \tag{8.76}$$

unde variabila independentă este frecvența de acord f. Pentru a avea o scară liniară de frecvență de acord dependența rezistenței potențiometrului de acord de unghiul său de rotire $R(\theta)$ trebuie să coincidă cu dependența $U_0\,(f)$, exprimată prin relația (8.76).

Pentru obținerea unui acord stabil pe frecvența dată este necesar ca sursa de tensiune de comandă și elementele schemei de comandă a acordului trebuie să aibă o stabilitate relativ mare. Instabilitatea relativă maximă a tensiunii de comandă pe varicapuri nu trebuie să depășească

$$\frac{\Delta U_0}{U_0} \leqslant \frac{4}{m}\left(\frac{\Delta f_0}{f_0}\right)_{adm}, \tag{8.77}$$

unde m este ponderea capacității varicapului la capacitatea totală a circuitului (8.68), (8.69); $\left(\frac{\Delta f_0}{f_0}\right)_{adm}$ este instabilitatea relativă a frecvenței de acord.

În cazul folosirii potențiometrului de acord sau a rezistenței de separare (R din fig. 8.37) instabilitatea relativă a tensiunii de comandă se determină cu relația:

$$\Delta U_{0ad} = \Delta U_{0s} + \Delta U_{0r},$$

unde U_{0s} este variația lui U_0 dată de instabilitatea sursei de alimentare a circuitului de comandă ΔU_{0R} este variația lui U_0 dată de dependența de

temperatură a curenților inverși ai varicapurilor. De obicei $\Delta U_{0s} \approx \Delta U_{CR}$. Totodată valoarea maximă posibilă a rezistenței de separare este:

$$R_{max} = \frac{U_{0\,min}}{2I_{0\,max}} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0}, \tag{8.78}$$

unde $I_{0\,max}$ este curentul invers maxim al diodelor varicap, care trece, la temperaturile cele mai ridicate, prin această rezistență; $\frac{\Delta U_0}{U_0}$ este o valoare determinată cu formula (8.77).

Cerințele în ceea ce privește stabilitatea tensiunii de comandă se reduc mult în receptoarele cu RAF, unde se poate admite $\frac{\Delta U_0}{U_0}$ de K_{RAF} ori mai mare decît este dat de formula (8.77) (K_{RAF} este valoarea coeficientului de reglare automată).

Pentru evitarea modulației parazite a semnalelor recepționate, pulsațiile tensiunii de comandă trebuie să fie foarte bine netezite. Pentru comanda cu varicapuri a circuitelor oscilante ale etajelor amplificatoare sînt necesare tensiuni de comandă, al căror coeficient de pulsații nu trebuie să depășească

$$\left(\frac{U_{\sim}}{U_0}\right)_{ad} \approx \frac{0{,}04}{mQ}, \tag{8.79}$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului, iar pentru comanda frecvenței heterodinei

$$\left(\frac{U_{\sim}}{U_0}\right)_{ad} = \frac{4}{m} \cdot \frac{\Delta f_{max}}{f_h},$$

unde Δf_{max} este deviația admisibilă a frecvenței f_h.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 9

Calculul circuitelor de alimentare

9.1. Generalităţi

În legătură cu circuitele de alimentare ale receptorului se impun următoarele condiţii principale:

1. Aceste circuite trebuie să asigure: regimul de alimentare necesar (valorile necesare ale componentelor de curent continuu ale curentului i_e de la emitor şi a tensiunii colector bază u_{cb} pentru fiecare tranzistor la temperatura camerei (+20°C); tensiunea nominală a sursei (surselor) de alimentare; valorile nominale ale parametrilor tranzistorului.

2. Faţă de dispersiile posibile (indicate în condiţiile tehnice) ale parametrilor tranzistorului în raport cu valorile nominale şi faţă de variaţiile tensiunii sursei de alimentare şi ale temperaturii mediului, ambiant, variaţiile relative ale lui i_e şi u_{cb} pentru toate tranzistoarele din receptor trebuie să rămînă în limitele admisibile (vezi mai jos).

3. Cuplajele parazite (dintre diferitele etaje ale receptorului) prin circuitele de alimentare, trebuie să fie atît de mici, încît să nu producă o influenţă apreciabilă asupra coeficientului de amplificare, asupra formei caracteristicii de rezonanţă şi să nu producă o modulaţie secundară.

Dacă circuitele de alimentare nu conţin elemente neliniare, atunci în studiul regimului se poate considera că tranzistorul „vede" în faţa sa (la bornele de intrare ale sale) un generator echivalent, format din trei t.e.m. şi trei rezistenţe interne, legate în stea (fig. 9.1, *a*).

Rezistenţele interne ale generatorului echivalent se determină cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} R'_b &= \frac{R_{cb} + R_{eb} - R_{ce}}{2}; \\ R'_e &= \frac{R_{eb} + R_{ce} - R_{cb}}{2}; \\ R'_c &= \frac{R_{ce} + R_{cb} - R_{eb}}{2}, \end{aligned}\right\} \qquad (9.1)$$

unde R_{cb}, R_{eb}, R_{ce} sînt rezistenţele măsurate între punctele *c* şi *b*, *e* şi *b*, *c* şi *e*, în lipsa tranzistorului.

F.e.m. a generatorului echivalent se determină cu formulele:

$$\left.\begin{aligned} E'_b &= u'_{be} + E_0 \\ E'_e &= E_0 \\ E'_c &= u'_{ce} = E_0 \end{aligned}\right\} \tag{9.2}$$

unde u'_{be} și u'_{ce} sînt tensiunile între punctele b și e, c și e în lipsa tranzistorului; E_0 — o constantă arbitrară. Luînd $E_0 = 0$ obținem schema simplificată din fig. 9.1, *b*, unde E'_b și E'_c sînt funcțiile liniare ale tensiunii sursei (surselor) de alimentare.

Variația curentului i_e în funcție de tensiunea u_{eb} dintre emitor și bază se aproximează bine în limite destul de largi cu o exponențială:

$$i_e = J_{ce}(e^{Wu_{eb}} - a) \tag{9.3}$$

unde J_{0e} — este curentul joncțiunii p — n polarizată invers cu tensiune mare (în absența tensiunii pe joncțiunea colectorului); a — este o constantă ce depinde de tensiunea colector-bază; $w = q/(KT)$; q — sarcina electronului; K — constanta lui Boltzmann; T — temperatura absolută.

Din (9.3) rezultă

$$u_{eb} = \frac{1}{W} \ln\left(\frac{i_e}{J_{0e}} + a\right). \tag{9.4}$$

Între curentul bazei și curentul emitorului există formula cunoscută:

$$i_b = (1 - \alpha)\, i_e - I_{c0}. \tag{9.5}$$

pe baza formulelor (9.4) și (9.5) se poate scrie pentru schema din fig. 9.1, *b*:

$$i_e[R'_e + (1 + \alpha)\, R'_b] + I_{c0}R'_b + \frac{1}{W} \ln\left(\frac{i_e}{J_{0e}} + a\right) = E'_b. \tag{9.6}$$

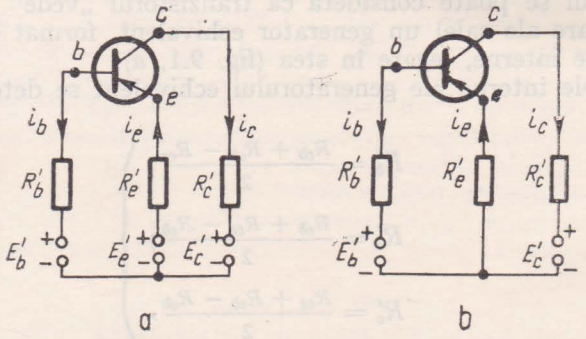


Fig. 9.1. Scheme echivalente cu circuitele de alimentare ale tranzistorului:
a — cu trei generatoare echivalente; *b* — cu $E_a = 0$.

Arhiva digitala SaDAng

Valorile α, I_{c0} și a depind de tensiunea colector-bază u_{cb} și de aceea și i_e depinde de tensiunea u_{cb}, însă această dependență este redusă și ea poate fi neglijată. În afară de aceasta, pentru trei valori ale lui i_e, cu care de obicei ne întîlnim, în practică, se poate neglija valoarea „a" în comaparație cu i_e/J_{0e}. Prin urmare, se poate considera că i_e este o funcție de E'_b, R'_b și R'_e și de cei patru parametrii ai tranzistorului (α, W, I_{c0} și J_{0e}).

Pentru E'_b, R'_b, și R'_e date, abaterile mărimilor α, W, I_{c0} și J_{0e} față de valorile nominale (care se iau drept bază de calcul) conduc la abaterea mărimii i_e față de valoarea calculată. Abaterile (dispersiile) menționate pot fi consecința faptului că tranzistoarele nu sînt identice sau (și) datorită variațiilor de temperatură.

Pentru α sînt esențiale în primul rînd, abaterile de la valoarea nominală datorite faptului că tranzistoarele (chiar de același tip) nu sînt identice. Dacă α_{min} este valoarea minimă a lui α (la tranzistoarele de un tip dat), atunci la calculul circuitelor de alimentare se poate considera că valoarea maximă α, este egală cu unitatea, iar valoarea medie

$$\alpha_{med} = \frac{1 - \alpha_{min}}{2}; \qquad (9.6, a)$$

abaterea maximă posibilă într-un sens sau altul față de valoarea medie este:

$$\Delta\alpha = \frac{1 - \alpha_{min}}{2}. \qquad (9.7)$$

Pentru a lua în considerație dependența de temperatură a coeficientului α, se poate înțelege prin α_{min} valoarea minimă a acestui coeficient (pentru tranzistoare de un tip dat) la temperatura minimă.

Modulul variației relative a curentului i_e, pentru abateri ale coeficientului α față de α_{med}, cu mărimea $\Delta\alpha$ într-un sens sau altul, poate fi găsit cu suficientă precizie cu formula:

$$\left|\frac{\Delta i_e}{i_e}\right|_\alpha = \frac{R'_b}{R'_e} \cdot \frac{1 - \alpha_{min}}{2}. \qquad (9.8)$$

Introducînd notația $\nu = \left|\frac{R'_b}{R'_e}\right|$, (9.9)

se poate scrie, că pentru ca mărimea $\left|\frac{\Delta i_e}{i_e}\right|_\alpha$ să nu depășească valoarea admisibilă δ_α, trebuie îndeplinită condiția:

$$\nu \leqslant \delta_\alpha \frac{2}{1 - \alpha_{min}}. \qquad (9.10)$$

Mărimea W rămîne practic neschimbată nu numai de la exemplar la exemplar, dar și de la un tip de tranzistor la altul.

W variază mult, cu temperatura, însă influența acestor variații asupra curentului i_e este relativ mică. La calculul circuitelor de alimentare se poate porni de la ipoteza că W = const.

Curenții I_{c0} și J_{0e} variază destul de mult de la exemplar la exemplar, însă variațiile lor datorite variațiilor de temperatură sînt incomparabil mai mari; de aceea, dacă se asigură ca influența variațiilor de temperatură să fie mică, atunci influența variațiilor curenților la trecerea de la un exemplar la altul, este în mod automat și mai mică.

La fel ca J_0 de la diodă, I_{c0} și J_{0e} de la tranzistoare cresc cu temperatura, dublîndu-se aproximativ la fiecare 10°C la tranzistoarele cu germaniu și la fiecare 7°C la tranzistoarele cu siliciu, adică se poate considera

$$\left.\begin{aligned} I_{c0t} &= I_{c0}\, 2^{\frac{t-20}{\tau}}; \\ J_{0et} &= J_{0e}\, 2^{\frac{t-20}{\tau}}, \end{aligned}\right\} \tag{9.11}$$

unde I_{c0} și J_{0e} sînt valorile curenților la $t = +20°C$; $\tau = 10°C$ pentru tranzistoarele cu germaniu și $\tau = 7°C$ pentru cele cu siliciu.

Pe baza celor spuse mai sus, la calculul circuitelor de alimentare valorile I_{c0} și J_{0e} pot fi considerate aceleași pentru toate tranzistoarele de tipul dat. Pentru I_{c0} se recomandă a se lua acea valoare, care este indicată în documentația tehnică ca maxim admisibilă. Valoarea J_{0e} nu este prea critică, întrucît intră în formula (9.6) sub logaritm de aceea dacă nu sînt date mai precise atunci se poate considera aproximativ $J_{0e} = 0{,}1\ I_{c0}$. Dacă R'_e este mai mare ca 100 — 200 Ω, atunci variația relativă a curentului i_e, la variația temperaturii de la +20° C la t, poate fi găsită cu suficientă precizie cu formula:

$$\left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_t = \left(\frac{25{,}6 \cdot 10^{-3}}{R'_e} + \nu I_{c0}\right) \frac{2^{\frac{t-20}{\tau}} - 1}{i_e}, \tag{9.12}$$

unde i_e este valoarea curentului la +20°C.

Dacă $t_{max} - 20 > \tau$, atunci creșterea curentului i_e la creșterea temperaturii de la +20°C pînă la valoarea maximă t_{max} este mai mare ca modulul creșterii lui i_e la orice scădere a temperaturii. De aceea este suficient să avem grijă ca creșterea relativă a curentului i_e, atunci cînd crește temperatura, să nu depășească valoarea δ_t admisibilă. Această condiție va fi îndeplinită dacă rezistența R'_e se va alege din condiția

$$R'_e \geqslant \frac{25{,}6 \cdot 10^{-3}}{\delta_t i_e \left(2^{\frac{t_{max}-20}{\tau}} - 1\right)^{-1} - \nu I_{c0}}. \tag{9.13}$$

Dacă se îndeplinesc condițiile (9.10) și (9.13), atunci termenii doi și trei din partea stîngă a expresiei (9.6) sînt mult mai mici ca primul termen și prin urmare i_e este practic proporțional cu E'_b. Dar întrucît în absența elementelor neliniare din circuitele de alimentare E'_b este, așa cum s-a arătat mai înainte, o funcție liniară a tensiunii sursei de alimentare, rezultă că i_e variază proporțional cu această tensiune. Micșorarea acestor variații a lui i_e poate fi obținută numai cu ajutorul stabilizatorilor de tensiune.

Arhiva digitala SaDAng

Sistemul de stabilizare poate asigura stabilizarea fie numai a unei singure f.e.m., fie a ambelor forțe electromotoare, E'_b și E'_c. Un exemplu de sistem de stabilizare din primul tip este dat în fig. 9.4 și 9.6, iar un exemplu de sistem de stabilizare din al doilea tip — în fig. 9.8. Stabilizarea de primul tip este mai simplă, însă lipsa stabilizării tensiunii E'_c poate face ca la scăderea acestei tensiuni colectorul să treacă în regim de saturație; în acest caz se poate produce creșterea bruscă a distorsiunilor în etajul de amplificare, scade stabilitatea oscilatorului local (de aici variații ale frecvenței oscilatorului), precum și alte fenomene inadmisibile.

La proiectarea circuitelor de alimentare, este foarte important să se aleagă corect valorile admisibile ale abaterilor relative δ_α și δ_t ale curentului emitorului. În această problemă se pot face următoarele considerații.

Variațiile curentului i_e datorite abaterilor mărimii α față de valoarea nominală (la înlocuirea tranzistoarelor) duc la variații proporționale ale admitanței y_{21}. Dacă nu există reacție negativă, coeficientul de amplificare al etajului variază proporțional cu y_{21}. Prin urmare valoarea δ_α poate fi luată egală cu abaterea relativă admisibilă a amplificării, față de valoarea nominală. În afară de aceasta, trebuie avut în vedere că aproape proporțional cu i_e, variază i_c și căderea de tensiune la R'_c, ceea ce duce la variația tensiunii u_{cb}. Uneori aceasta poate impune să se aleagă pentru δ_α valori mai mici decît cele admisibile din considerente legate de amplificare.

Pentru majoritatea cazurilor se poate recomanda:

$$\delta_\alpha = 0{,}1 \ldots 0{,}2. \tag{9.14}$$

Variațiile curentului i_e, datorite variației temperaturii mediului ambiant, influențează asupra admitanței y_{21} a tranzistorului la fel ca și variațiile datorite abaterilor lui de la valoarea nominală. Este puțin probabil ca abaterile lui α să fie în toate etajele blocului IF numai într-un singur sens și la valoarea maximă, în timp ce variațiile de temperatură acționează în toate etajele într-un singur sens, iar la creșterea maximă a temperaturii, această acțiune este maximă. Pe de altă parte, variațiile de temperatură influențează asupra mărimii y_{21} nu numai prin variația curentului i_e, ci și direct: pentru $i_e = \text{const}$, valoarea y_{21} este aproximativ invers proporțională cu temperatura absolută. Aceste considerații justifică necesitatea de stabilizare a curentului i_e față de variațiile de temperatură.

Dacă se asigură condițiile în care curentul i_e variază proporțional cu T, vom obține $y_{21} \approx \text{const}$. Dar asemenea sisteme impun folosirea termistoarelor și sînt relativ complicate. Sistemele simple de stabilizare termică a curentului i_e, permit să se acționeze numai asupra măririi creșterii lui i_e la o anumită creștere de temperatură (de exemplu cea maximă). Dacă se asigură ca creșterea temperaturii de la $+20°C$ la t_{max} să ducă la o creștere relativă a curentului i_e, egală cu $\frac{t_{max} - 20}{293}$, atunci y_{21} va avea la t_{max}, aproape aceeași mărime ca și la $+20°C$.

Pe baza celor expuse, se poate recomanda pentru majoritatea cazurilor.

$$\delta_t = (1 \dots 2) \frac{t_{max} - 20}{293}. \quad (9.15)$$

Pentru etajele comandate de RAA prin reglaj al curentului emitorului, este bine să se reducă întrucîtva condițiile de stabilitate a curentului inițial al emitorului, luînd $\delta_\alpha = \delta_t = 0{,}2 \dots 0{,}4$.

Proiectarea circuitelor de alimentare din receptor cuprinde în ansamblu patru etape; alegerea sistemului de alimentare (vezi mai jos); proiectarea circuitelor de alimentare a fiecărui etaj în parte (§ 9.2); proiectarea sistemului de stabilizare a tensiunii (§ 9.3 și 9.4); proiectarea filtrelor de decuplare a circuitelor de alimentare (§ 9.5).

Sînt posibile două sisteme de alimentare: unipolară și bipolară. La sistemul unipolar, alimentarea se face de la o singură sursă în care caz bazele se alimentează prin rezistențe de reducere a tensiunii, potențiometre (divizoare de tensiune) sau stabilizatoare de tensiune. La sistemul bipolar, alimentarea se face de la două surse, în care caz bazele tranzistoarelor se leagă în curent continuu direct sau prin rezistențe relativ mici, la punctul mediu (comun) al acestor surse; una dintre surse se folosește pentru alimentarea colectoarelor, iar cealaltă — pentru alimentarea emitoarelor.

În cazul alimentării bipolare, schema este ceva mai simplă iar consumul de energie electrică, în cazul condițiilor similare, este ceva mai mic ca în cazul celei unipolare. Totuși, necesitatea de a avea două surse reprezintă dezavantajul esențial al acestui sistem.

În receptoarele de radiodifuziune, de regulă se folosește sistemul de alimentare unipolar. În paragrafele următoare, se analizează numai acest sistem.

Metoda de proiectare a circuitelor de alimentare a fiecărui etaj, depinde de sistemul de alimentare ales și de tipul etajului.

9.2. Calculul elementelor din circuitele de alimentare a etajelor din blocul de ÎF, necuprinse în dispozitivul de RAA, în cazul sistemului de alimentare unipolar

În fig. 9.2 și 9.3 se arată variantele cele mai răspîndite ale schemelor de alimentare pentru un etaj amplificator de putere mică.

În schema din fig. 9.2 rezistența (în curent continuu) dintre colector și punctul B este egală cu zero, iar în schemele din fig. 9.3 această rezistență este egală cu R_c.

Schemele *a* și *c* din fig. 9.2 și 9.3 se deosebesc de schemele *b* și *d* din aceleași figuri prin modul de conectare a condensatorului C_e. În cazul conec-

Arhiva digitala SaDAng

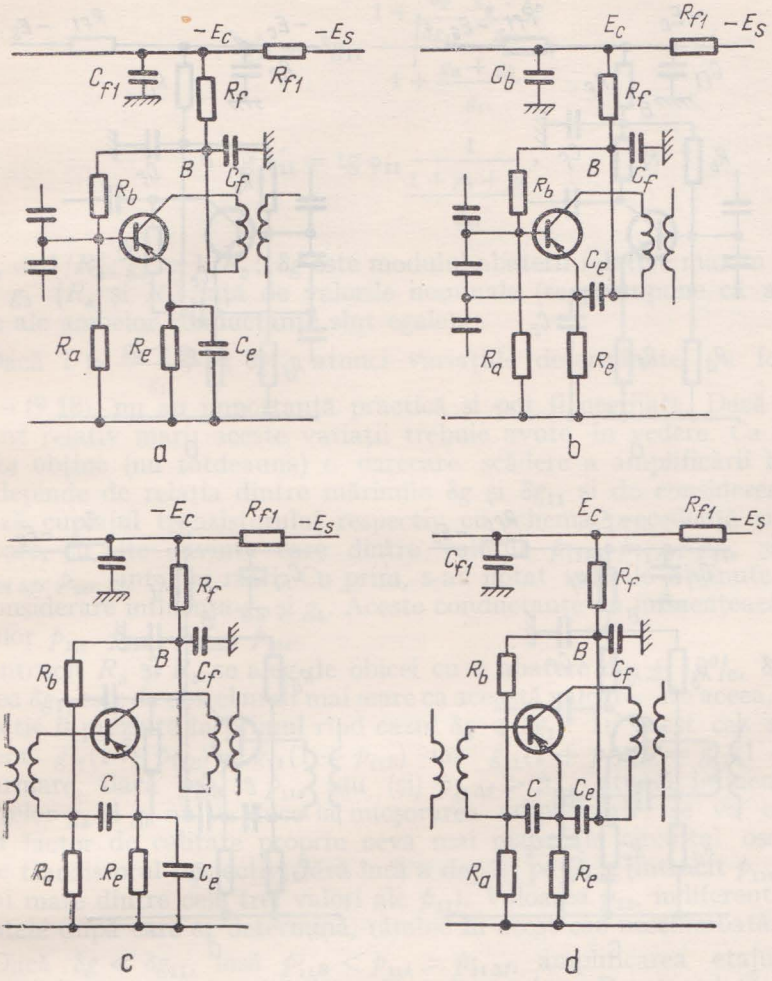


Fig. 9.2. Scheme de alimentare la etajele de semnal mic de înaltă frecvență:

a și *b* — în cazul intrării prin cuplaj RC; *c* și *d* — în cazul intrării prin transformator.

tării condensatorului C_e ca în schemele *b* și *d*, poate fi suficientă o capacitate mai mică pentru C_f.

În schemele *a* și *b* din ambele figuri, baza este alimentată în paralel atît în curent continuu cît și alternativ, iar în schemele *c* și *d* — este alimentată în serie. Această deosebire necesită o analiză specială.

În cazul alimentării în serie, rezistențele R_e, R_a și R_b nu intră în schema de înaltă frecvență; ele influențează numai asupra regimului de c.c. al tran-

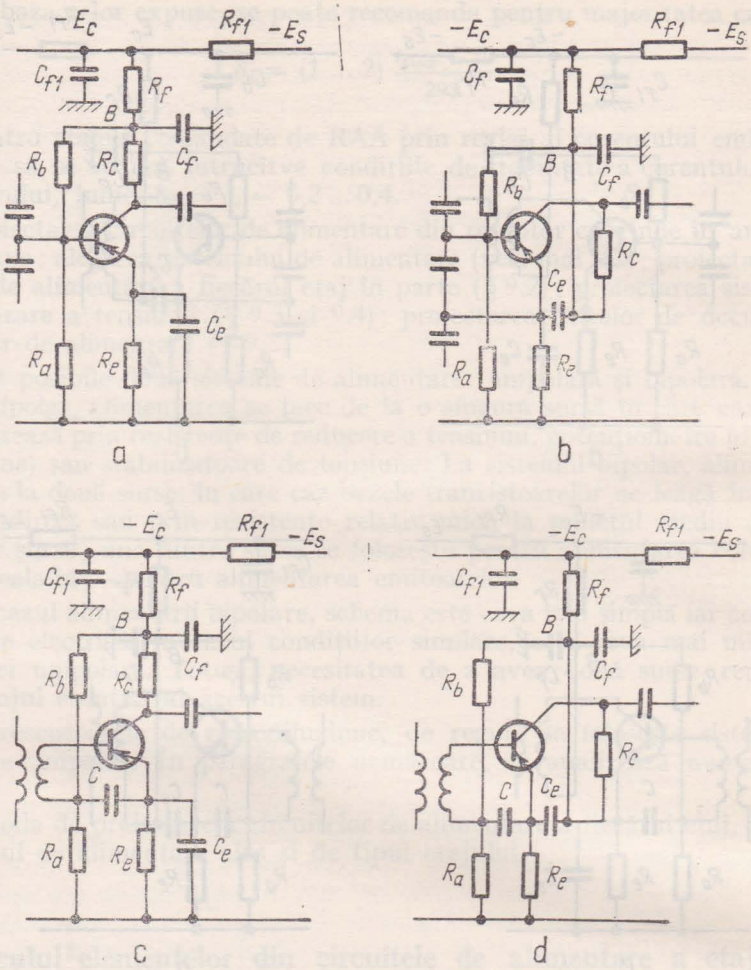


Fig. 9.3. Scheme de alimentare la etajele de semnal mic de înaltă frecvență:
a și *b* — în cazul intrării prin cuplaj *RC*; *c* și *d* — în cazul intrării prin transformator

zistorului. În cazul alimentării în paralel R_a și R_b sînt conectate în înaltă frecvență) în paralel pe intrarea tranzistorului, iar la calculul părții de înaltă frecvență a schemei, trebuie adăugate în calculul valorii g_{11}. Prin urmare, în toate calculele în locul mărimilor g_{11}, δg_{11} și tg φ_{11}, trebuie să intre mărimile

$$g'_{11} = g_{11}\left(1 + \frac{g_a + g_b}{g_{11}}\right); \tag{9.16}$$

Arhiva digitala SaDAng

$$\delta g'_{11} = \delta g_{11} \frac{1 + \dfrac{\delta_g}{\delta g_{11}} \dfrac{g_g + g_b}{g_{11}}}{1 + \dfrac{g_a + g_b}{g_{11}}}; \tag{9.17}$$

$$\operatorname{tg} \varphi'_{11} = \operatorname{tg} \varphi_{11} \frac{1}{\dfrac{1 + g_a + g_b}{g_{11}}}, \tag{9.18}$$

unde $g_a = 1/R_a$; $g_b = 1/R_b$; δg este modulul abaterii relative maxim posibile a g_a și g_b (R_a și R_b) față de valorile nominale (se presupune că abaterile posibile ale ambelor conductanțe sînt egale).

Dacă $1 \gg \frac{g_a + g_b}{g_{11}} \ll \delta g_{11}$, atunci variațiile determinate cu formulele (9.16) — (9.18), nu au importanță practică și pot fi neglijate. Dacă însă g_a și g_b sînt relativ mari, aceste variații trebuie avute în vedere. Ca rezultat se poate obține (nu totdeauna) o oarecare scădere a amplificării blocului. Totul depinde de relația dintre mărimile δg și δg_{11} și de considerentele ce limitează cuplajul tranzistorului respectiv cu schema precedentă și cu cea următoare, cu alte cuvinte care dintre valorile p'_{11B}, $p'_{11\Delta f}$, p_{11s} și $p'_{22\,react}$, p_{22B}, $p_{22\,\Delta f}$, p_{22s} sînt mai mari. Cu prim, s-au notat valorile obținute cînd se ia în considerare influența g_a și g_b. Aceste conductanțe nu influențează asupra mărimilor p_{11s}, p_{22B}, $p_{22\,\Delta f}$, p_{22s}.

Întrucît R_a și R_b se aleg de obicei cu o abatere de $\pm$ 10%, $\delta g = 0{,}1$. Valoarea δg_{11} este de obicei mult mai mare ca această valoare. De aceea, un interes practic îl prezintă în primul rînd cazul $\delta g \ll \delta g_{11}$. În acest caz se poate considera $g'_{11}(1 + p'_{11B}) = g_{11}(1 + p_{11B})$ iar $g'_{11}(1 + p'_{11\Delta f}) = g_{11}(1 + p_{11\Delta f})$. Prin urmare, dacă $p_{11B} > p_{11s}$ sau (și) $p'_{11\Delta f} > p_{11s}$ atunci influența conductanțelor g_a și g_b nu va duce la micșorarea amplificării; se va cere numai un factor de calitate propriu ceva mai mare, (la circuitul oscilant ce precede tranzistorul respectiv) fără însă a depăși pe Q_{max} (întrucît p_{11s} nu este cea mai mare dintre cele trei valori ale p_{11}). Valoarea p_{22}, indiferent de considerentele după care se determină, rămîne în acest caz neschimbată.

Dacă $\delta g \ll \delta g_{11}$, însă $p'_{11B} < p_{11s} > p'_{11\Delta f}$, amplificarea etajului precedent scade din cauza șuntării produse de g_a și g_b. Dar totodată scade și $p'_{22\,react}$ în comparație cu $p_{22\,react}$. Dacă $p'_{22\,react}$ va fi totuși mai mare ca p_{22B}, $p_{22\,\Delta f}$ și p_{22s}, aceasta înseamnă că se va putea mări cuplajul tranzistorului cu schema următoare. Ca urmare, crește amplificarea etajului dat, astfel că amplificarea totală a blocului devine din nou cea precedentă. Dacă însă $p'_{22\,react}$ va fi mai mic decît cel puțin una dintre valorile p_{22B}, $p_{22\,\Delta f}$ și p_{22s}, atunci amplificarea întregului bloc se micșorează din cauza șuntării produse de g_a și g_b.

Dacă $\delta g = \delta g_{11}$, atunci $p'_{11B} = p_{11B}$ și $p'_{11\Delta f} = p_{11\Delta f}$. Prin urmare, șuntarea produsă de g_a și g_b nu va influența asupra alegerii valorii p_{11}, din care cauză amplificarea etajului precedent, scade. Dar în același timp rezultă $p'_{22\,react} < p_{22\,react}$, din care cauză, după cum s-a arătat mai sus, amplificarea

întregului bloc poate rămîne neschimbată. Dacă însă $p'_{22react}$ va fi mai mică decît cel puțin una din cele trei valori ale p_{22}, atunci amplificarea totală scade.

Dacă R_a și R_b șuntează mult intrarea tranzistorului (pentru g_a și g_b de același ordin de mărime sau mai mare ca g_{11}) scăderea amplificării blocului este inevitabilă.

Considerentele expuse trebuie avute în vedere la alegerea schemei.

Filtrul R_f, C_f poate să lipsească în unele cazuri (§ 9.5).

Filtrul R_{f1} C_{f1}, este comun pentru două sau mai multe etaje. Dacă fiecare din etaje are filtrul său R_f, C_f, atunci R_{f1} poate să lipsească.

Tensiunea de alimentare E_c a etajului respectiv, diferă de tensiunea E_s a sursei de alimentare, prin căderea de tensiune de la bornele R_{f1}.

$$E_c = E_s - i_\Sigma R_{f1}, \tag{9.19}$$

unde i_Σ este curentul total (al tuturor etajelor) ce trece prin R_{f1}.

Alegerea valorilor R_f, C_f, R_{f1}, C_{f1} este impusă de considerentele de micșorare a cuplajelor parazite prin circuitele de alimentare dintre diferitele etaje (§ 9.5). Această alegere poate fi făcută corect, numai după ce au fost proiectate toate etajele. Dar pentru a alege valorile R_e, R_a și R_b, trebuie cunoscute R_f și E_c, iar ultima mărime, conform (9.19) depinde de R_{f1}. Ieșirea din impas constă în aceea că la proiectarea fiecărui etaj se ia orientativ $E_c = (0{,}9 \ldots 0{,}95)\ E_s$ și

$$R_f = \frac{(0{,}05 \ldots 0{,}1)\ E_s}{i_e}, \tag{9.20}$$

unde i_e este curentul de emitor al etajului respectiv. După ce s-au calculat toate filtrele din circuitele de alimentare, se pot preciza în caz de nevoie, valorile R_e, R_a și R_b.

Pentru calculul mărimilor R_e R_a și R_b se poate recomanda următoarea ordine.

Ghidîndu-ne după considerentele expuse în § 9.1, alegem valorile δ_α și δ_t.

Avînd în vedere formula (9.10), alegem valoarea ν. Pentru aceasta trebuie avut în vedere că scăderea lui ν duce la micșorarea valorilor R_a și R_b și din această cauză crește curentul consumat de etaj, iar în cazul alimentării, în paralel a bazei (în curent continuu și alternativ) — apare de asemenea o creștere a acțiunii de șuntare la intrarea tranzistorului și o posibilă micșorare a amplificării blocului. Creșterea lui ν duce la creșterea rezistenței R_e și a căderii de tensiune de la bornele ei, ceea ce de asemenea nu este admisibil totdeauna (vezi mai jos). Ca orientare se poate indica $\nu = 3$.

După alegerea valorii ν, folosindu-ne de formula (9.13) determinăm mărimea R'_e.

Pentru aceasta trebuie avut în vedere că mărimea acestei rezistențe duce la creșterea stabilității de temperatură a curentului i_e și la reducerea disipației de energie electrică în rezistențele R_a și R_b, precum și la micșorarea

Arhiva digitala SaDAng

șuntării pe care o produc aceste rezistențe la intrarea tranzistorului (la alimentarea în paralel), însă cresc R_e și căderea de tensiune de la bornele acesteia.

Dacă formula (10.13) impune alegerea unei valori R'_e nedorit de mare, se poate încerca îmbunătățirea situației prin micșorarea lui ν sau (și) alegerea unui tip de tranzistor cu I_{c0} mai mic. Se poate de asemenea merge pe linia unei oarecare creșteri a mărimilor δ_t și (sau) i_e. Aceasta însă este legat de variația parametrilor tranzistorului și atrage după sine necesitatea refacerii calculului schemei de înaltă frecvență.

Dacă partea din dreapta a formulei (9.13) este negativă, aceasta înseamnă că pentru I_{c0} și i_e dat, și pentru ν ales, stabilizarea necesară față de curentul i_e nu poate fi asigurată în schema dată. În acest caz trebuie procedat la fel ca și în cazul obținerii de valori pozitive foarte mari (vezi mai jos).

După ce ν și R'_e au fost determinate, găsim:

$$R'_b = \nu R'_e; \tag{9.21}$$

$$\xi = \frac{E_c}{i_e\left(R'_e + \frac{1-\alpha_{min}}{2} R'_b\right) + 0{,}58 \cdot 10^{-2} \lg \frac{i_e}{J_{0e}}}; \tag{9.22}$$

$$R_e = R'_e - \frac{1}{\xi} R_f; \tag{9.23}$$

$$R_b = \xi R'_b; \tag{9.24}$$

$$R_a = \frac{\xi R'_b - R_f}{\xi - 1}. \tag{9.25}$$

Verificăm dacă valoarea găsită este acceptabilă din punct de vedere al căderii de tensiune la bornele ei. Această valoare poate fi considerată acceptabilă dacă se îndeplinește condiția:

$$(R_e + R_c + R_f)\, i_e(1 + \delta_\alpha + \delta_t) \leqslant E_{c\,min} - U_{cM} - u_{c0}, \tag{9.26}$$

unde $E_{c\,min}$ este valoarea minimă posibilă a lui E_c; U_{cM} este amplitudinea maximă posibilă a tensiunii de pe colector; u_{c0} — tensiunea remanentă minimă admisibilă la joncțiunea colector emitor.

De regulă, în toate etajele, cu excepția ultimului etaj AFI, se poate considera $U_{cM} = 0$. Pentru u_{c0} se poate recomanda 0,2 — 0,5 V.

Dacă condiția (9.26) nu este îndeplinită, atunci trebuie refăcut calculul luînd o valoare mai mică a lui ν, o valoare δ_t mai mare, sau folosind un tranzistor cu I_{c0} mai mic.

Trebuie de asemenea reținut că metoda de calcul expusă nu este riguros valabilă în cazul cînd $R_e < (100 \ldots 200)\ \Omega$, ea nu mai este aplicabilă și nestabilitatea curentului i_e, va fi cu mult mai mare decît cea calculată. De aceea nu trebuie alese valori așa de mici ale acestei rezistențe. Obținîndu-se o mărime R_e acceptabilă, alegem cele mai apropiate valori de cele găsite pentru R_e, R_a și R_b.

Capacitățile C_e și C trebuie alese astfel ca să fie îndeplinite următoarele condiții

În schemele din fig. 9.2 și 9.3, *a*:

$$C_e \geqslant \frac{y_{21}}{\sqrt{2\left(\frac{\Delta A}{A}\right)_{adm} 2\pi f_{min}}}, \tag{9.27}$$

unde f_{min} este frecvența minimă de lucru a etajului; y_{21} este parametrul tranzistorului la frecvența f_{min}; $(\Delta A/A)_{adm}$ — variația relativă admisibilă a amplificării etajului datorită reacției prin circuitul R_e, C_e. Se poate recomanda $(\Delta A/A)_{adm} = 0{,}02 - 0{,}05$.

În schema din fig. 9.2, *b*:

$$C_e \geqslant (20 \ldots 50)\, g_{22} \frac{1 + p_{22}}{2\pi f_{min}}, \tag{9.28}$$

unde p_{22} se ia pentru frecvența f_{min}.

În schema din fig. 9.3, *b*:

$$C_e \geqslant (20 \ldots 50) \frac{1}{2\pi f_{min} R_c}. \tag{9.29}$$

În schema fig. 9.2, *c*

$$C \geqslant (20 \ldots 50) \frac{\sqrt{g_{11}^2 + b_{11}^2}}{2\pi f_{min}}, \tag{9.30}$$

unde g_{11} și b_{11} sînt parametrii tranzistorului la frecvența f_{min};

$$C_e \geqslant \frac{(40 \ldots 100)\, g_{22}(1 + p_{22})}{2\pi f_{min}} \tag{9.31}$$

unde g_{22} este parametrul tranzistorului la frecvența f_{min}.

În schema din fig. 9.2, *d* trebuie îndeplinite condițiile (9.28) și (9.30).

În schema din fig. 9.3, *c* trebuie îndeplinite condițiile (9.30) și:

$$C_e \geqslant \frac{40 \ldots 100}{2\pi f_{min} R_c}. \tag{9.32}$$

În schema din fig. 9.3, *d* trebuie îndeplinite condițiile (9.29) și (9.30).

9.3. Calculul schemei de stabilizare a t.e.m. E_b'

În fig. 9.4 este prezentată în două variante cea mai simplă (și totuși foarte eficace) schemă de stabilizare a t.e.m. E_b'. Conform acestei scheme, tensiunea continuă la baza tranzistorului se aplică de la dioda D. Stabilizarea se bazează pe faptul că într-o anumită regiune a tensiunilor e_d de la

Arhiva digitala SaDAng

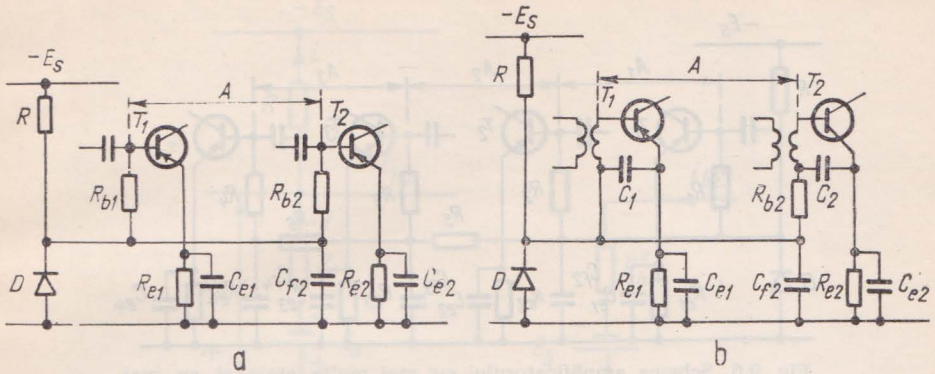


Fig. 9.4. Scheme pentru stabilizarea t.e.m. E_b:
a — în cazul intrării prin cuplaj *RC*; *b* — în cazul intrării prin transformator.

diodă, care depășesc valoarea u_{min} (fig. 9.5), variația tensiunii u_d în funcție de curentul i_d prin diodă, este relativ mică.

Dacă variază tensiunea sursei E_s, curentul i_d, aproximativ egal cu E_s/R, variază practic proporțional cu E_s, în schimb tensiunea u_d variază într-o măsură mult mai mică astfel că tensiunile aplicate la baze rămîn constante.

Variantele se deosebesc una de alta numai prin aceea că în varianta *a*, alimentarea bazelor (în curent continuu și alternativ) se face în paralel, iar în varianta *b*, în serie. De aceea în varianta *a*, rezistențele R_b șuntează intrările tranzistoarelor în curent alternativ și nu trebuie să fie prea mici (§ 9.3). În varianta *b*, șuntarea menționată nu are loc, așa că din acest punct de vedere putem adopta $R_b = 0$.

Rămîne însă o altă problemă: necesitatea de a elimina reacția (care nu poate fi admisă) de la baza tranzistorului al doilea la baza primului tranzistor. Această problemă se rezolvă cu ajutorul filtrului R_{b2}, C_{f2}. Din această cauză, în varianta *b* rezistența R_{b1} este exclusă, iar rezistența R_{b2} a fost menținută.

În fig. 9.4, tensiunea de alimentare a bazelor este stabilizată la două tranzistoare. Numărul tranzistoarelor poate fi și mai mare; pentru aceasta

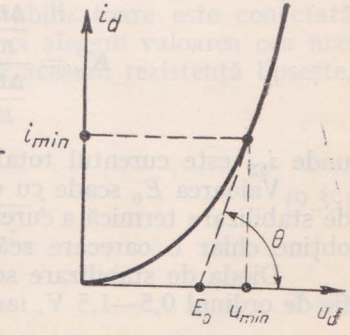


Fig. 9.5. Caracteristica curent-tensiune a diodei semiconductoare.

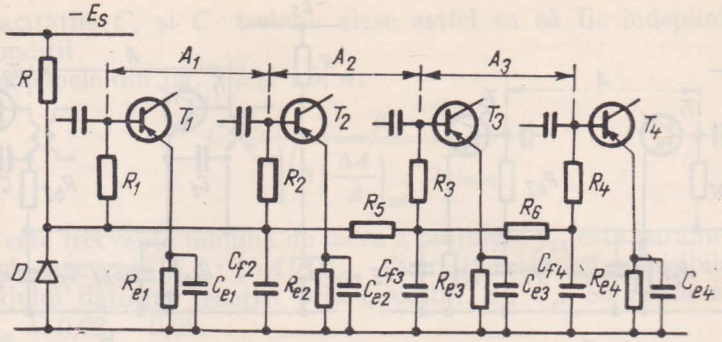


Fig. 9.6. Schema amplificatorului cu mai multe etaje şi cu mai multe circuite de filtrare.

însă poate să fie nevoie de o schemă de filtrare ceva mai complicată, de exemplu ca în fig. 9.6.

Caracteristica tensiune-curent a diodei, pentru $u_d > u_{min}$ poate fi considerată aproximativ ca o dreaptă, din care cauză se poate spune că în raport cu schema exterioară, dioda se comportă ca o sursă de t.e.m. E_0, cu rezistenţă internă mică $R_0 = \operatorname{ctg}\theta$ (fig. 9.5 şi 9.7). Aceasta permite să se considere sursa E_s, rezistenţa R şi dioda D în raport cu tranzistoarele, ca un generator echivalent (fig. 9,7, *b*) cu f.e.m.:

$$E_b' = E_0 \frac{R}{R_0 + R} + E_s \frac{R_0}{R_0 + R} \tag{9.33}$$

şi cu rezistenţa internă:

$$R_b'' = \frac{R_0 R}{R_0 + R}. \tag{9.34}$$

Întrucît $R_0 \ll R$, se poate considera $E_b' = E_0 + E_s(R_0/R)$ şi $R_b'' = R_0$.

Din cauză că R_0 este mic, se poate considera în afară de aceasta că alimentarea tranzistoarelor de la acest generator se face independent.

Eficacitatea stabilizării poate fi cantitativ caracterizată prin coeficientul de stabilizare:

$$K_{st} = \frac{\dfrac{\Delta E_b'}{E_b'}}{\dfrac{\Delta E_s}{E_s}} = \frac{1}{\dfrac{E_0}{E_s}\dfrac{R}{R_0} + 1 - \dfrac{i_{b\Sigma} R}{E_c}} = \frac{R_0}{R}, \tag{9.35}$$

unde $i_{b\Sigma}$ este curentul total al tuturor bazelor.

Valoarea E_0 scade cu creşterea temperaturii. Aceasta schimbă condiţia de stabilizare termică a curenţilor de emitor: ea devine mai riguroasă. Se poate obţine chiar o oarecare scădere a curentului i_e, la creşterea temperaturii.

Dioda de stabilizare se recomandă să fie aleasă astfel ca t.e.m. E_0 să fie de ordinul 0,5—1,5 V, iar rezistenţa R să fie cît mai mică posibil. Pentru

Arhiva digitala SaDAng

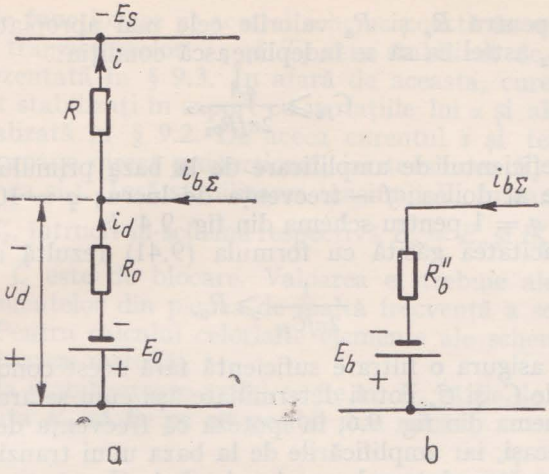


Fig. 9.7.

a — Înlocuirea diodei prin schema echivalentă; *b* — schemă echivalentă cu aceea din fig. *a*.

determinarea valorilor necesare ale R și ale altor rezistențe și capacități, indicate în fig. 9.4, se recomandă următoarea metodă.

Găsim curentul maxim de bază de la fiecare dintre tranzistoarele alimentate de la stabilizator:

$$i_{b\,max} = i_e(1 + \delta_\alpha^- + \delta_t)\,(1 - \alpha_{min}), \tag{9.36}$$

unde δ_α și δ_t trebuie alese în conformitate cu cele indicate în § 9.1.

Adunăm toți curenții găsiți și obținem curentul solicitat de la stabilizator:

$$i_{b\Sigma max} = \Sigma i_{b\,max}. \tag{9.37}$$

Determinăm

$$R = R_0 \frac{E_{s\,min}}{u_{min} - E_0 + i_{b\Sigma max} R_0}. \tag{9.38}$$

Luăm pentru R valoarea cea mai apropiată de cea mai mică găsită.

Dacă între baza tranzistorului și dioda-stabilizatoare este conectată o rezistență (fig. 9.4, *a* și T_2 în fig. 9.4, *b*) atunci alegem valoarea cea mai mare admisibilă a lui ν cu formula (9.10). Dacă această rezistență lipsește, atunci luăm $\nu = 0$.

Pentru fiecare tranzistor găsim:

$$R_e = \frac{E_0 - 5{,}8 \cdot 10^{-2} \lg \frac{i_e}{J_{oe}}}{i_e\left(1 + \nu \frac{1 - \alpha_{min}}{2}\right) - \nu I_{c0}}; \tag{9.39}$$

$$R_b = \nu R_e. \tag{9.40}$$

Adoptăm pentru R_e și R_b valorile cele mai apropiate de cele găsite. Alegem C_{f2} astfel ca să se îndeplinească condiția:

$$C_{f2} \geqslant \frac{qA}{2\pi f R_{b2}}, \tag{9.41}$$

unde A este coeficientul de amplificare de la baza primului tranzistor pînă la baza celui de al doilea; f — frecvența de lucru; $q = 10$ pentru schema din fig. 9.4, *a* și $q = 1$ pentru schema din fig. 9.4, *b*.

Dacă capacitatea găsită cu formula (9.41) rezultă astfel încît:

$$\frac{1}{2\pi f C_{f2}} \geqslant R_0,$$

atunci se poate asigura o filtrare suficientă fără acest condensator.

Capacitățile C și C_e pot fi determinate așa cum se arată în § 9.2.

Pentru schema din fig. 9.6, în ipoteza că frecvența de lucru a tuturor etajelor este aceeași, iar amplificările de la baza unui tranzistor pînă la baza tranzistorului următor sînt egale cu A_1, A_2 și A_3, se poate recomanda următoarea metodă de calcul.

Alegem dioda și găsim R, R_e și R_b pentru fiecare tranzistor cu formulele (9.38)—(9.40).

Alegem R și R_e pentru toate tranzistoarele la fel ca în schemele din fig. 9.4.

Alegem pentru $R_1 — R_6$ valorile mai apropiate de următoarele:

$$\left.\begin{aligned} &R_1 = R_{b1};\ R_2 = R_{b2};\\ &R_3 = R_{b3} \ldots 0{,}1\, R_{b4};\\ &R_4 = 0{,}8\, R_{b4};\ R_5 = R_6 = 0,\ R_{b4} \end{aligned}\right\} \tag{9.43}$$

Alegem capacitățile $C_{f2} — C_{f4}$ astfel ca să fie îndeplinite condițiile:

$$\left.\begin{aligned} C_{f2} &\geqslant \frac{10A_1}{2\pi f R_5};\\ C_{f3} &\geqslant \frac{10A_2}{2\pi f R_6};\\ C_{f4} &\geqslant \frac{10A_3}{2\pi f R_4}. \end{aligned}\right\} \tag{9.44}$$

9.4. Calculul schemei de stabilizare a t.e.m. E'_b și E'_c

În fig. 9.8 este prezentată o schemă simplă de stabilizare a t.e.m. E'_b și E'_c. Ea poate fi recomandată pentru schimbătorul de frecvență autooscilant cît și pentru cel cu oscilatorul separat.

Arhiva digitala SaDAng

Principiul de funcționare al acestei scheme constă în următoarele. Curentul total i al tranzistoarelor T_1 și T_2 este stabilizat de tranzistorul T, după schema prezentată în § 9.3. În afară de aceasta, curenții tranzistoarelor T_1 și T_2 sînt stabilizați în raport cu variațiile lui α și ale temperaturii, după schema analizată în § 9.2. De aceea curentul i și tensiunea E_c sînt legate între ele aproape direct proporțional, iar tensiunea E_c este stabilizată în aceeași măsură ca și i. Însă stabilizarea tensiunii E_c, înseamnă stabilizarea tensiunilor E'_b și E'_c, întrucît în schema respectivă $E'_c = E_c$ și $E'_b = E_c \frac{R_a}{R_a + R_b}$.

Capacitatea C este de blocare. Valoarea ei trebuie aleasă în funcție de parametrii elementelor din partea de înaltă frecvență a schemei, care nu apare în figură. Pentru calculul celorlalte elemente ale schemei poate fi recomandată următoarea metodă.

Alegem dioda stabilizatoare astfel ca f.e.m. E_0 să fie de ordinul a 0,5—1,5 V, iar rezistența R_0 să fie pe cît posibil mai mică.

Găsim

$$E_c = E_{s\,min} - u_{min} - 0{,}5. \tag{9.45}$$

unde $E_{s\,min}$ este valoarea minimă a tensiunii sursei de alimentare; u_{min} este aceeași ca în § 9.3 (fig. 9.5).

Determinăm valorile R_a, R_b, R_e și C_e de la tranzistoarele T_1 și T_2, așa cum se arată în § 9.2.

Găsim curenții i_{Ra} pentru ambele tranzistoare:

$$i_{Ra} = \frac{i_e R_e + 5{,}8 \cdot 10^{-2} \lg \frac{i_e}{J_{oe}}}{R_a}. \tag{9.46}$$

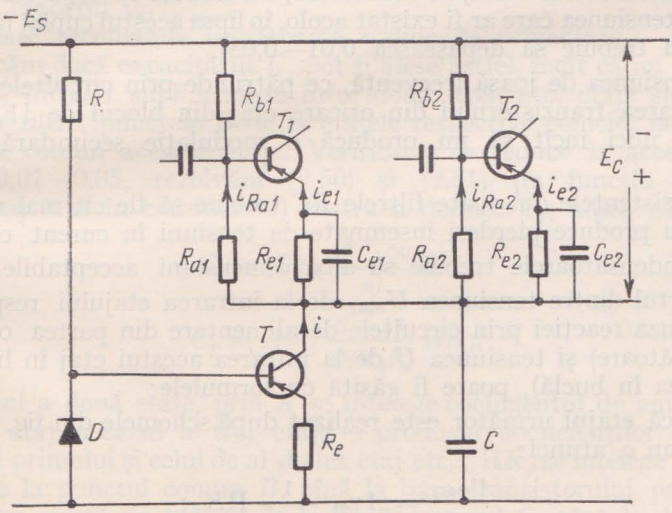


Fig. 9.8. Schemă pentru stabilizarea t.e.m. E'_b și E'_c.

Calculăm curentul total:

$$i = i_{e1} + i_{Ra1} + i_{e2} + i_{Ra2} \tag{9.47}$$

Determinăm:

$$R_e = \alpha_{med} \frac{u_{min} - 5{,}8 \cdot 10^{-2} \lg \frac{1}{J_{0e}}}{i}, \tag{9.48}$$

$$R = \frac{E_{s\,min} - u_{min}}{i_{min}}, \tag{9.49}$$

unde α_{med} și J_{e0} sînt parametrii tranzistorului T; i_{min} — curentul prin diodă, corespunzător tensiunii u_{min} (fig. 9.5).

Alegem pentru R_2 valoarea cea mai apropiată de cea găsită, iar pentru R, cea mai mică valoare apropiată de cea găsită.

9.5. Alegerea parametrilor filtrelor din circuitele de alimentare

Totalitatea filtrelor conținute în circuitele de alimentare din blocul de IF al receptorului, trebuie să satisfacă următoarele condiții principale.

1. Tensiunea ce apare la intrarea tranzistorului din oricare etaj, pe frecvența de lucru, din cauza reacției prin circuitele de alimentare și provenind de la oricare dintre etajele următoare, nu trebuie să depășească valoarea 1—5% din tensiunea care ar fi existat acolo, în lipsa acestui cuplaj (amplificarea în buclă nu trebuie să depășească 0,01—0,05).

2. Tensiunea de joasă frecvență, ce pătrunde prin circuitele de alimentare la intrarea tranzistorului din oricare etaj din blocul de IF trebuie să fie atît de mici încît să nu producă o modulație secundară mai mare de 1—5%.

3. Rezistențele din toate filtrele RC trebuie să fie cît mai mici posibil, pentru a nu produce pierderi însemnate de tensiuni în curent continuu.

4. Condensatoarele trebuie să aibă dimensiuni acceptabile.

Raportul dintre tensiunea U_{react} de la intrarea etajului respectiv (apărută din cauza reacției prin circuitele de alimentare din partea oricăruia din etajele următoare) și tensiunea U de la intrarea acestui etaj în lipsa reacției (amplificarea în buclă), poate fi găsită cu formulele:

— dacă etajul următor este realizat după schemele din fig. 9.2, *a* sau *c*, sau 9.3, *a* sau *c*, atunci:

$$\frac{U_{react}}{U} = A y_{21} \frac{1}{2\pi f C_f} \Pi K_f; \tag{9.50}$$

Arhiva digitala SaDAng

— dacă etajul următor este realizat după schemele din fig. 9.2, *b* sau *d*, sau 9.3, *b* sau *d*, atunci

$$\frac{U_{react}}{U} = Ay_{21} \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_f C_e R_e} \Pi K_f \tag{9.51}$$

În aceste formule, A este coeficientul de amplificare de la intrarea etajului respectiv pînă la intrarea etajului următor; y_{21} este parametrul tranzistorului etajului următor; f — frecvența de lucru; C_f — capacitatea condensatorului de filtraj (de blocare) ce unește punctul cu potențialul scăzut al sarcinii etajului următor (punctul B din fig. 9.2 și 9.3) cu masa; ΠK_f — produsul coeficienților de filtraj ai tuturor celulelor de filtraj pe traseul de la C_f pînă la intrarea tranzistorului din etajul considerat.

Pentru rezolvarea problemei filtrelor din circuitele de alimentare ale amplificatorului de radiofrecvență (care lucrează pe frecvența semnalului recepționat), schimbătorul de frecvență trebuie văzut tot ca un etaj ARF întrucît în circuitul său de colector apare și un curent cu frecvența semnalului, iar la condensatorul C_f — o tensiune cu această frecvență. La rezolvarea problemei filtrelor din circuitele de alimentare ale amplificatorului de frecvență intermediară, schimbătorul de frecvență trebuie văzut tot ca un etaj AFI, întrucît pentru semnalele de frecvență intermediară, ce ajung la intrarea lui, el funcționează ca amplificator.

În ambele cazuri, în loc de $y_{21\,conv}$ trebuie folosit în calcule valoarea y_{21} de la frecvența de lucru respectivă, pentru acea componentă continuă a curentului de emitor care există în schimbătorul de frecvență. Coeficientul de amplificare al schimbătorului pentru semnalele de frecvență intermediară trebuie luat egal cu coeficientul de amplificare în regim de conversie — A_{conv} înmulțit cu raportul $y_{21}/_{21\,conv}$.

Se poate recomanda următoarea ordine de proiectare.

Verificăm dacă capacitățile C_f pot fi alese astfel, încît că nu fie necesară introducerea filtrelor suplimentare între două, trei, etc. etaje succesive. În lipsa acestor filtre, punctele B de la etajele respective coincid, iar condensatorul C_f este comun acestor etaje. Verificarea se reduce la aceea că luînd $U_{react}/U = 0{,}01—0{,}05$, rezolvăm (9.50) și (9.51) (în funcție de schema ultimului etaj luat în considerare) pentru a deduce C_f, adică găsim:

$$C_f = Ay_{21} \frac{10 - 50}{\pi f} \Pi K_f \tag{9.52}$$

$$C_f = Ay_{21} \frac{5 - 25}{\pi^2 f^2 C_e R_e} \Pi K_f, \tag{9.53}$$

unde în cazul a două etaje, prin A se înțelege coeficientul de amplificare A_1 al primului etaj în cazul a trei etaje — produsul coeficienților de amplificare A_1A_2 ai primului și celui de al doilea etaj etc.; ΠK_f se înțelege coeficientul de filtraj de la punctul comun B, pînă la baza tranzistorului primului etaj (alte filtre nu există pe traseul de la condensatorul C_f pînă la baza acestui tranzistor).

Coeficientul de filtrare în porțiunea de la punctul B pînă la baza tranzistorului etajului respectiv, se calculează cu formulele:

— pentru schema *a* (fig. 9.2 și 9.3)

$$K_f = \frac{1}{R_b g_{11}(1 + p_{11})}; \tag{9.54}$$

— pentru schemele *b* (fig. 9.2 și 9.3)

$$K_f = \frac{1}{R_a g_{11}(1 + p_{11})}; \tag{9.55}$$

— pentru schemele *c* (fig. 9.2 și 9.3)

$$K_f = \frac{1}{2\pi f R_b C}; \tag{9.56}$$

— pentru schemele *d* (fig. 9.2 și 9.3)

$$K_f = \frac{1}{2\pi f R_a C}. \tag{9.57}$$

Dacă valoarea C_f, găsită așa cum s-a arătat mai sus, pentru două, trei etc. etaje succesive este acceptabilă (există condensatoare cu această capacitate care au gabarite acceptabile) atunci legăm etajele respective în grupe și conectăm filtrele suplimentare numai între asemenea grupe.

Dacă valoarea C_f găsită cu formulele (9.52) sau (9.53) este greu de realizat chiar pentru două etaje alăturate, atunci cel mai bine este să se conecteze cîte un filtru suplimentar în fiecare dintre etaje, așa cum se arată în fig. 9.2 și 9.3. După aceea calculăm filtrul circuitului de alimentare al primului etaj (pentru frecvența respectivă), pornind de la amplificarea în buclă a întregului lanț pe frecvența respectivă de la primul pînă la ultimul etaj; apoi calculăm filtrul circuitului de alimentare al etajului al doilea, pornind de la amplificarea în inel a căii de la al doilea pînă la ultimul etaj etc. În acest caz nu trebuie pus filtru în circuitul de alimentare al ultimului etaj. Se poate proceda în sens invers: să se introducă în circuitul de alimentare al ultimului etaj un filtru suplimentar, pornind de la amplificarea în buclă a întregii căi; în circuitul de alimentare al penultimului etaj — pornind de la amplificarea în buclă a căii de la primul pînă la penultimul etaj etc. În acest caz nu trebuie pus filtru în circuitul de alimentare al primului etaj care lucrează pe frecvența respectivă.

Sînt posibile și alte variante: astfel se poate întîmpla ca două etaje alăturate oarecare să nu necesite conectarea între ele a unui filtru suplimentar, iar între alte etaje alăturate să fie necesare filtrele.

Coeficientul de filtraj al unei celule RC se calculează cu formula:

$$K_f = \frac{1}{2\pi f RC}. \tag{9.58}$$

Arhiva digitala SaDAng

Dar această formulă se poate folosi numai cu condiția ca

$$C \leqslant \frac{1}{12\pi^2 f^2 L}, \tag{9.59}$$

unde L este suma inductanțelor L_c a condensatorului și L_f a firelor lui de legătură.

Valoarea L_f poate fi găsită aproximativ din calcul: $(5—10) \cdot 10^{-9}$ H pe un centimetru lungime de fir de conexiune.

Valoarea L_c a condensatoarelor cu hîrtie, mică și ceramică poate fi luată aproximativ egală cu inductanța firului de aceeași lungime ca și condensatorul. Condensatoarele electrolitice nu trebuie folosite în filtrele de înaltă frecvență.

O creștere exagerată a capacității, peste valoarea care satisface condiția (9.59) nu duce la micșorarea corespunzătoare a valorii K_f, întrucît reactanța condensatorului și a firelor de conexiune este în acest caz practic pur inductivă și aproape că nu se modifică cu creșterea capacității.

Adîncimea modulației secundare, produsă de tensiunea de joasă frecvență cu amplitudinea U_{Mp}, pătrunsă la intrarea tranzistorului etajului amplificator de înaltă frecvență fără reacție negativă, poate fi găsită cu formula:

$$m_{sec} = \gamma U_{Mp} \tag{9.60}$$

unde γ poate fi considerat egal cu $40 \frac{1}{V}$. Din această formulă urmează că pentru ca m_{sec} să nu depășească 0,01—0,05, pentru oricare din etajele din blocul de IF, trebuie îndeplinită condiția:

$$U_{Mp} \leqslant (0{,}25...1{,}25) \text{ mV}. \tag{9.61}$$

Cea mai mare valoare a amplitudinii tensiunii de modulație, ce apare la bornele sursei de alimentare, poate fi orientativ găsită cu formula:

$$U_{MF} = \frac{aP_{nom}}{E_c \pi F_s C_{bl}}, \tag{9.62}$$

unde P_{nom} este puterea nominală de ieșire a receptorului; C_{bl} — capacitatea condensatorului de blocare a sursei de alimentare; $a = 2$ în cazul etajului de ieșire într-un timp și $a = 0{,}5$ în cazul celui în contratimp. Capacitatea C_{bl} trebuie aleasă cît mai mare posibil și este limitată de dimensiunile de gabarit admise ale condensatorului.

Pentru a îndeplini condiția (9.61) trebuie ca produsul coeficienților de filtraj ai tuturor celulelor pe traseul de la C_{bl} pînă la intrarea oricărui etaj din blocul de IF, la frecvența $f_{m\,min}$ să îndeplinească condiția:

$$\Pi K_f \leqslant (0{,}25—1{,}25) \frac{E_c \pi f_{m\,min} C_{bl}}{aP_{nom}}. \tag{9.63}$$

Coeficientul de filtrare al unei celule RC de joasă frecvență, se calculează cu formula (9.58) punînd în ea f_{mmin} în loc de f, unde f_{mmin} este frecvența minimă de modulație.

Dacă filtrul a fost calculat pentru a realiza o anumită filtrare a semnalelor de înaltă frecvență, este posibil ca prin calculul cu formula (9.58), pentru frecvența f_{mmin} să se obțină $K_f > 1$. În acest caz trebuie considerat $K_f = 1$.

Coeficientul de filtrare al oscilațiilor cu frecvența f_{mmin} pe traseul de la punctul B pînă la baza tranzistorului, pentru toate schemele din fig. 9.2 și 9.3, poate fi găsit în mod aproximativ cu formula:

$$K_f = \frac{R_a}{R_a + R_b}. \tag{9.64}$$

Se poate recomanda următoarea ordine de proiectare a filtrelor pentru frecvențe joase.

Se începe proiectarea acestor filtre, numai după ce au fost proiectate toate filtrele pentru frecvențele înalte.

Se calculează coeficienții de filtrare ai tuturor elementelor aflate pe traseul dintre C_{bl} și bazele de la tranzistoarele din fiecare etaj de IF, folosind formulele (9.58) (înlocuind pe f prin f_{mmin}) și (9.64). Se împarte valoarea ΠK_f determinată cu formula (9.63) la cel mai mare dintre coeficienții găsiți. Se introduce în conductorul de legătură dintre blocurile de JF și IF un filtru RC suplimentar, cu un coeficient de filtrare egal cu cîtul rezultat din împărțirea menționată mai sus.

Pentru filtrarea semnalelor de joasă frecvență, se folosesc condensatoare electrolitice de capacități mari. Aceste condensatoare au rezistențe mari pentru curenții de înaltă frecvență. De aceea, în paralel cu condensatoarele electrolitice, trebuie conectate condensatoare cu hîrtie, mică sau ceramică, ale căror capacități sînt alese din considerente de filtrare a oscilațiilor de înaltă frecvență.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 10

Calculul caracteristicilor globale ale receptorului

După calculul schemei-bloc și după calculul de detaliu al tuturor etajelor receptorului se face calculul principalelor caracteristici globale ale acestuia: curba de rezonanță, nivelul zgomotelor proprii, sensibilitatea reală, caracteristicile de fidelitate, caracteristicile de amplitudine etc.; acestea permit să se facă o apreciere mai completă a proprietăților receptorului și a raportului dintre parametrii calculați și cerințele impuse inițial.

10.1. Calculul curbei de rezonanță a receptorului și a selectivității față de canalele alăturat și imagine

Curba de rezonanță a receptorului este descrisă de expresia:

$$\sigma(\Delta f) = \sigma_{prs}(\Delta f)\, \sigma_{\mathrm{FI}1}(\Delta f) \cdot \sigma_{\mathrm{FI}2}(\Delta f) \ldots \sigma_{\mathrm{FI}n}(\Delta f), \tag{10.1}$$

unde $\sigma_{prs}(\Delta f)$ — ecuația curbei de rezonanță a preselectorului și $\sigma_{\mathrm{FI}i}(\Delta f)$ — ecuația curbei de rezonanță a etajului i de frecvență intermediară. Pentru receptoarele cu amplificare directă

$$\sigma(\Delta f) = \sigma_{prs}(\Delta f)$$

Ecuația curbei de rezonanță a preselectorului se calculează în funcție de schema concretă de preselector folosită în receptor și în funcție de parametrii circuitelor respective. Astfel, pentru un circuit de intrare cu un singur circuit acordat, pentru n_{prs} etaje rezonante în amplificatorul de radiofrecvență și pentru factorul de calitate echivalenți identici Q_{eCI} ai tuturor circuitelor:

$$\sigma_{prs}(\Delta f) = \left[\sqrt{1 + \chi^2}\right]^{n_{prs}+1}, \tag{10.2}$$

unde

$$\chi = Q_{e\mathrm{CI}} \left(\frac{f_s}{f_s - \Delta f} - \frac{f_s - \Delta f}{f_s} \right) \tag{10.3}$$

este dezacordul generalizat, iar $\Delta f = f_s - f_0$ este dezacordul absolut al frecvenței semnalului f_s față de frecvența de acord a receptorului f_0.

Dacă în circuitul de intrare și în etajele amplificatoare de radiofrecvență se folosesc perechi identice de circuite cuplate cu același factor de calitate echivalent Q_{eCI}, atunci pentru parametrul de cuplaj $\eta \leqslant 1$

$$\sigma_{prs}(\Delta f) = \left[\frac{\sqrt{(1-\chi^2+\eta^2)^2+4\chi^2}}{1+\eta}\right]^{n_{prs}+1} \tag{10.4}$$

iar pentru $\eta > 1$

$$\sigma_{prs}(\Delta f) = \left[\frac{\sqrt{(1-\chi^2+\eta^2)^2+4\chi^2}}{2\eta}\right]^{n_{prs}+1}. \tag{10.5}$$

Cînd în circuitul de intrare și în etajele amplificatoare de radiofrecvență se folosesc diferite tipuri de sisteme selective sau circuite cu factori de calitate diferiți, atunci ordonatele curbei de rezonanță trebuie calculate cu ajutorul graficelor curbelor de rezonanță generalizate. În acest scop se dau valorile dezacordului Δf și cu ecuația (10.3) se calculează dezacordul generalizat pentru circuitele oscilante ale circuitului de intrare și ale fiecărui etaj amplificator de radiofrecvență. După aceea, cu ajutorul curbelor de rezonanță generalizate, corespunzătoare sistemelor selective respective, se determină atenuările circuitului de intrare σ_{CI} și ale etajelor amplificatoare de radiofrecvență σ_{ARF1} $\sigma_{ARF2} \ldots \sigma_{ARFn}$ Atenuarea totală în preselector va fi:

$$\sigma_{prs}(\Delta f) = \sigma_{CI}\sigma_{ARF1}\sigma_{ARF2} \ldots \sigma_{ARFn} \tag{10.6}$$

Făcînd astfel de calcule pentru diferite dezacorduri se determină ordonatele curbei de rezonanță a preselectorului. Pentru a obține datele necesare despre proprietățile selective ale receptorului, cu un volum minim de calcule, se face calculul pentru valorile dezacordului care corespund ecuației:

$$\Delta f_i = \gamma B_f \tag{10.7}$$

în care B_f este valoarea de calcul a benzii de trecere a receptorului. Valorile coeficientului γ se iau succesiv egale cu 0,25; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5; 2; 3; 4; 5. În plus, calculul se face pentru următoarele dezacorduri caracteristice:

a) pentru dezacordul canalului alăturat Δf_a, stabilit prin datele inițiale ale receptorului (vezi § 1.2);

b) pentru dublul frecvenței intermediare;

c) pentru dezacordul dintre frecvența extremă f'_s a subgamei de frecvență care este cea mai apropiată de frecvența intermediară a receptorului și frecvența intermediară, adică pentru dezacordul

$$\Delta f_{fi} = f_s - f_i$$

Atenuarea pentru dezacordul $2f_i$ determină atenuarea canalului imagine σ_i, iar pentru dezacordul Δf_{fi} —atenuarea pe frecvența intermediară σ_{fi}.

Pentru calculul curbei de rezonanță a blocului de frecvență intermediară se procedează în mod analog, dar se ține seama în mod obligatoriu de proprietățile selective ale sarcinii schimbătorului de frecvență. Dacă sistemele selective ale schimbătorului de frecvență și ale etajelor amplificatoare

Arhiva digitala SaDAng

de frecvență intermediară sînt identice, atunci se pot folosi formulele (10.2), (10.4) sau (10.5) în funcție de schemele sistemelor selective și de parametrii lor. În același timp, în ecuația (10.3) în locul frecvenței f_s și factorului de calitate Q_{eCI} se introduc f_i și Q_{efi}.

În afară de acestea, în cazul de față nu se fac calculele pentru dezacordurile egale cu $2f_i$ și Δf_{fi}.

După aceasta, cu valorile obținute pentru atenuări în schimbătorul de frecvență σ_{conv} și în etajele amplificatoare de frecvență intermediară σ_{AFI1}, σ_{AFI2}, ..., σ_{AFIn} se calculează atenuarea în blocul de frecvență intermediară, folosind formula:

$$\sigma_i(\Delta f) = \sigma_{SF}\sigma_{AFI1}\sigma_{AFI2} \dots \sigma_{AFIn} \tag{10.8}$$

Remarcăm faptul că în cazul folosirii în blocul de frecvență intermediară a unor perechi identice de etaje decalat acordate (incluzînd și circuitul de sarcină al schimbătorului de frecvență), curba sa de rezonanță se calculează cu formula (10.4) sau (10.5). Pentru aceasta este necesar ca în ele, parametrul de cuplaj η să fie înlocuit cu dezacordul relativ al circuitelor din fiecare dublet

$$\eta_1 = \frac{2\Delta f_1 Q_{efi}}{f_i} \tag{10.9}$$

unde Δf_1 este dezacordul fiecăruia din cele două circuite în raport cu frecvența intermediară.

După efectuarea calculelor, ținînd seama de formula (10.1), se construiește graficul curbei de rezonanță în sistemul de coordonate $\sigma(\Delta f)$. Scara pe axa Δf se ia de obicei liniară, iar pe axa atenuării (în ordonată) — logaritmică.

Cu ajutorul curbei obținute se determină banda de trecere a receptorului ca lărgime a curbei de rezonanță la atenuarea $\sigma = 1{,}41$ și atenuarea canalului alăturat σ_a pentru $\Delta f = \Delta f_s$.

La receptoarele cu acord variabil aceste calcule se fac pentru frecvența maximă la determinarea mărimilor σ_a și σ_{im} și pentru frecvențele minimă și maximă pentru determinarea benzii de trecere.

În receptoarele cu schimbarea multiplă de frecvență se calculează separat ecuațiile curbelor de rezonanță pentru fiecare bloc de frecvență intermediară și apoi se folosesc pentru calculul cu ajutorul formulei (10.1).

10.2. Calculul nivelului zgomotelor proprii și sensibilității receptorului

De obicei, schimbătorul de frecvență lucrează în regim liniar. De aceea valoarea eficace maximă a tensiunii de zgomot a antenei și receptorului, calculate la intrarea receptorului se determină cu ecuația:

$$U_{zg\,in} = 2\sqrt{kT(F_{zg} + t_A - 1)\,R_A B_{fe\,max}} \tag{10.10}$$

unde

$$F_{zg} = F_{zg\text{CI}} + \frac{F_{zg\text{ARF}} - 1}{A_{p\text{CI}}} + \frac{F_{zg\text{SF}} - 1}{A_{p\text{CI}} A_{p\text{ARF}}} + \frac{F_{zg\text{AFI}} - 1}{A_{p\text{CI}} A_{p\text{ARF}} A_{p\text{SF}}} \qquad (10.11)$$

este coeficientul de zgomot al receptorului, B_{femax} este valoarea maximă a benzii de trecere eficace caracterizată de relația (1.14):

$$B_{fe} \approx 1{,}1 B_f.$$

Din calculul tehnic se cunosc coeficienții de transfer ai circuitului de intrare și ai diferitelor etaje ale receptorului. Produsul lor dă coeficientul de amplificare al receptorului A_0. Tensiunea normală de ieșire a receptorului $U_{ieș}$ se dă în datele inițiale. Ea trebuie să corespundă amplitudinii semnalului la intrarea receptorului:

$$E_{SA} = \frac{U_{ieș}}{A_0}, \qquad (10.12)$$

pentru care raportul semnal/zgomot la intrarea receptorului ținînd seama de formulele (10.10) și (10.12) se determină cu formula:

$$\gamma_{in} = \frac{U_{ieș}}{\sqrt{2}\, A_0 U_{zg\,in}}. \qquad (10.13)$$

Folosind valoarea găsită γ_{in}, după o transformare corespunzătoare a formulei (1.13) se găsește $\gamma_{ieș}$. Apoi, în formula (1.14) se introduce banda de trecere calculată mai înainte pentru blocul de înaltă frecvență al receptorului. Dacă valoarea obținută satisface datele inițiale, atunci mărimea E_{sA}, calculată cu formula (10.12), determină sensibilitatea calculată, a receptorului. Ea, natural, trebuie să fie mai mică sau egală cu sensibilitatea impusă pentru receptor.

Dacă însă $\gamma_{ieș}$ este mai mic decît valoarea admisibilă, atunci pentru calculul sensibilității se procedează în felul următor. Se introduce valoarea $\gamma_{ieș}$ dată pentru receptor în formula (1.13) și se calculează valoarea corespunzătoare ei γ_{in}. Apoi cu valoarea γ_{in} obținută din ecuația (10.13) se găsește valoarea necesară (mai mică decît înainte) a coeficientului de amplificare a receptorului A_0'. Introducînd această valoare în formula (10.13) se determină valoarea calculată a sensibilității și se compară cu valoarea dată. Micșorarea necesară a coeficientului de amplificare al receptorului pînă la valoarea A_0 se obține cu ajutorul unui dispozitiv manual de reglare a amplificării blocului de joasă frecvență.

Pentru receptoarele cu acord variabil astfel de calcule se fac pentru frecvențele extreme și medii ale fiecărei subgame.

În receptoarele destinate recepției diferitelor semnale (de exemplu, în receptoarele profesionale pentru recepția semnalelor telefonice și telegrafice) se poate regla atît banda de trecere a blocului de înaltă frecvență cît și banda de trecere a blocului de joasă frecvență. În acest caz, sensibilitatea se calculează separat pentru fiecare regim de lucru al receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

10.3. Calculul caracteristicii de fidelitate

Prin caracteristică de fidelitate se înțelege dependența coeficientului de amplificare de frecvențele de modulație a semnalului recepționat pentru o amplitudine constantă a purtătoarei semnalului de la intrare.

Dacă se înmulțesc ordonatele caracteristicii amplitudine-frecvență a detectorului și a tuturor etajelor amplificatoare de joasă frecvență cu aceleași valori ale frecvenței se obțin ordonatele caracteristicii amplitudine-frecvență a blocului de joasă frecvență $A_j(f)$. Aceste calcule este comod să fie efectuate pentru caracteristici amplitudine-frecvență normate ale etajelor. După aceea cu ajutorul curbei de rezonanță rezultate se calculează dependența normată a variației coeficientului de amplificare a blocului de înaltă frecvență de frecvența de modulație $A_i(f)$, schimbînd în ecuația (10.1) valoarea decalajului Δf cu frecvența de modulație f.

Înmulțind valorile normate $A_j(f)$ și $A_i(f)$cu același valori ale frecvenței se determină ordonata caracteristicii de fidelitate. Construind grafic această caracteristică se determină valorile maxime ale coeficienților de neuniformitate M_i și M_j. Valorile lor se compară cu cerințele impuse receptorului.

10.4. Calculul caracteristicii de amplitudine pentru aprecierea funcționării dispozitivului RAA

Cu ajutorul coeficienților cunoscuți de amplificare ai etajelor se calculează coeficientul de amplificare al blocului de înaltă frecvență al receptorului A_i pînă la intrarea circuitului RAA. După aceea se determină amplitudinea tensiunii de intrare în circuitul RAA $U_{RAA\,min}$, pentru care tensiunea la intrarea detectorului RAA este egală cu tensiunea de întîrziere. După acesta se calculează amplitudinea semnalului de intrare al receptorului, la a cărui depășire începe să lucreze schema RAA:

$$E_{sA\,min} = \frac{U_{\text{RAA}\,min}}{A_{oi}} \tag{10.14}$$

Tensiunea maximă la intrarea sistemului RAA conform relației:

$$p = \frac{U_{ieș\,max}}{U_{ieș\,min}}$$

se determină cu formula:

$$U_{\text{RAA}\,max} = pU_{\text{RAA}\,min} \tag{10.15}$$

După aceasta se împarte intervalul de tensiuni de la $U_{\text{RAA}\,min}$ pînă la $U_{\text{RAA}\,max}$ în 8—10 trepte uniforme și se calculează valorile tensiunii de reglare

corespunzătoare fiecărei valori a tensiunii de semnal la intrarea sistemului RAA, folosind formula

$$U_r = U_{\text{RAA}} K_{d\,\text{RAA}} A_a, \tag{10.16}$$

unde $K_{d\,\text{RAA}}$ este coeficientul de transfer al detectorului RAA; A_a — coeficientul de amplificare suplimentară în sistemul RAA.

Folosind ecuația caracteristicii de reglare a etajelor (dependența coeficientului de amplificare de valoarea tensiunii reglate), se determină valorile coeficienților de amplificare pentru fiecare din etajele reglate. Ținînd seama de valorile obținute se calculează valoarea coeficientului de amplificare a blocului de înaltă frecvență $A_{oi}(U_{\text{RAA}})$ pentru diferitele gradații ale tensiunii U_{RAA} luate mai înainte.

Cu formula

$$E_{s\text{A}} = \frac{U_{ieș}}{K_d A_{\text{AAF}} A_{oi}(U_{\text{RAA}})}, \tag{10.17}$$

se calculează valorile absciselor pentru cîteva puncte ale caracteristicii de amplitudine a receptorului. După calcul se construiește caracteristica și cu aceasta se determină caracteristicile de calcul corespunzătoare ale sistemului RAA cu valori corespunzătoare. Pentru $E_{sA} < E_{sA\,min}$ sistemul RAA nu lucrează, iar caracteristica de amplitudine, natural, va fi liniară.

În calcule, în formula (10.17) se introduc succesiv valorile tensiunii de ieșire a receptorului

$$U'_{ieș} = U_{ieș} \frac{U_{\text{RAA}}}{U_{\text{RAA}\,min}} \tag{10.18}$$

unde U_{RAA} — o serie succesivă de trepte luate mai înainte pentru tensiunea de semnal la intrarea sistemului RAA. În plus, în formula (10.17) sînt utilizate următoarele notații: K_d — coeficientul de transfer al detectorului, A_{AAF} — coeficientul de amplificare al blocului de audiofrecvență, folosit la determinarea sensibilității de calcul a receptorului.

10.5. Calculul erorii de monoreglaj

De regulă, în prezent, calculul monoreglajului circuitelor din receptoarele superheterodină care lucrează în mai multe subgame se face grafo-analitic. Pentru aceasta se folosesc diferite nomograme în funcție de schema de monoreglaj adoptată, despre care s-a vorbit în cap. 4.

Eroarea de monoreglaj a circuitelor Δf_{mon} pentru $f_h > f_s$ (cazul cel mai frecvent întîlnit în receptoarele superheterodină care lucrează în subgame) se determină cu ecuația:

$$\Delta f_{mon} = f_h - f_s - f_i, \tag{10.19}$$

unde f_h este frecvența proprie a circuitului heterodinei; f_s — frecvența proprie a circuitelor preselectorului; f_i — frecvența intermediară a receptorului.

Arhiva digitala SaDAng

La frecvențele de aliniere exactă eroarea de monoreglaj este nulă, dar la aproximativ jumătate intervalului dintre aceste două frecvențe eroarea atinge valoarea maximă. Pentru micșorarea erorii de monoreglaj punctele extreme de monoreglaj exact se iau puțin deplasate (în interior) față de începutul și sfîrșitul gamei. Aproape întotdeauna, alegerea elementelor de monoreglaj ale circuitelor de heterodină se face astfel încît toate valorile erorii maxime de monoreglaj în gamă să fie identice. Totodată, se asigură un minim al erorii maxime de monoreglaj. Evident, aceeași eroare va exista și la extremitățile gamei.

Eroarea maximă admisibilă de monoreglaj a acordului circuitelor preselectorului și heterodinei nu trebuie să depășească jumătate din banda de trecere a preselectorului. Dar deoarece această bandă are de obicei valoarea cea mai mică la începutul gamei, ținînd seama de cele spuse, este util să se verifice eroarea de monoreglaj și la începutul gamei.

În receptoarele cu mai multe game cele mai riguroase cerințe în ceea ce privește eroarea de monoreglaj se impun subgamei cu frecvența cea mai joasă. De aceea, cel mai bine este să se înceapă verificarea erorii de monoreglaj cu această subgamă.

Pentru realizarea unor scheme mai simple de monoreglaj în cazul cu două frecvențe de monoreglaj exact, în circuitul de heterodină este conectat un condensator suplimentar de monoreglaj. În acest caz primul punct de monoreglaj precis se asigură prin alegerea inductanței circuitului de heterodină L_h, iar cel de-al doilea punct, prin alegerea capacității de monoreglaj.

Această schemă (mai simplă) de monoreglaj se folosește de obicei pe unde scurte și metrice, în care banda de trecere a preselectorului este relativ largă și admite o eroare de monoreglaj relativ mare.

Astfel, în cazul folosirii unei capacități serie de monoreglaj C_2 (condensator pader), capacitățile totale ale circuitelor preselectorului C_{tCI} și heterodinei C_{th} sînt identice. Valorile acestor capacități se determină în final la calculul circuitelor de intrare, amplificatorului de radiofrecvență și heterodinei. Ele constituie, în calculul dat, mărimi inițiale. În plus, la calculul acestor etaje ale receptorului se determină inductanțele circuitului heterodinei L_h și circuitelor preselectorului L_{CI} precum și capacitățile minimă $C_{v\,min}$ și maximă $C_{v\,max}$ ale blocului de condensatoare variabile cu ajutorul cărora prin butonul comun se acordă circuitele preselectorului și heterodinei. În acest caz capacitatea maximă de monoreglaj a circuitului heterodinei se calculează cu formula:

$$C_{h\,max} = \frac{C_2(C_{v\,max} + C_{th})}{C_2 + C_{v\,max} + C_{th}}. \tag{10.20}$$

După aceea, cunoscînd această capacitate și inductanța se calculează frecvența proprie a circuitului heterodinei, la începutul gamei

$$f_{h\,min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_h C_{h\,max}}}. \tag{10.21}$$

Deoarece frecvența minimă a gamei $f_{s\,min}$ este cunoscută din calculul schemei-bloc a receptorului și a etajelor acestuia eroarea maximă de monoreglaj a circuitelor la începutul gamei, conform (10.19) va fi:

$$\Delta f_{mon\,max} = f_{h\,min} - f_{s\,min} - f_i. \tag{10.22}$$

Dacă se îndeplinește inegalitatea:

$$\Delta f_{mon\,max} \leqslant 0{,}5\ B_{pres\,min} \tag{10.23}$$

în care B_{pres} este banda de trecere a preselectorului, atunci eroarea de monoreglaj se găsește în limitele admisibile. Dacă însă inegalitatea (10.23) nu se îndeplinește, atunci trebuie folosită o schemă de monoreglaj mai eficace, de exemplu cu trei frecvențe de monoreglaj exact (alinierea în trei puncte.)

Dacă se folosește o capacitate paralelă de monoreglaj (trimer) în circuitul heterodinei, capacitățile totale ale circuitelor preselectorului și heterodinei vor fi diferite. În acest caz, capacitatea maximă a circuitului heterodinei este dată de relația:

$$C_{h\,max} = C_{v\,max} + C_{th}. \tag{10.24}$$

Calculul ulterior al erorii de monoreglaj și aprecierea acesteia se efectuează după formulele (10.21), (10.22), și (10.23).

În gamele de unde medii și lungi aproape întodeauna monoreglajul se efectuiază în trei puncte: în punctul mediu prin alegerea inductanței bobinei circuitului de heterodine iar în punctele extreme, prin conectarea în paralel pe condensatorul variabil al heterodinei a unui condensator suplimentar (trimer) de capacitate mică și în serie cu bobina circuitului de heterodină a unui al doilea condensator C_2 (pader) de capacitate suficient de mare. Din acest motiv capacitatea inițială totală a circuitului heterodinei C_{th} va diferi de capacitatea inițială a circuitelor preselectorului C_{tCI}.

În cazul monoreglajului în trei puncte (cele de la extremități fiind deplasate față de începutul și sfîrșitul gamei spre interiorul acesteia), capacitatea maximă a circuitului heterodinei poate fi calculată cu formula (10.20). După calculul ei, folosind relația (10.21), se află frecvența proprie de acord a circuitului de heterodină la începutul gamei.

După aceea, folosind formula (10.22) se determină eroarea maximă de monoreglaj și, folosind inegalitatea (10.23) se apreciază dacă eroarea de monoreglaj este admisibilă.

Cînd inegalitatea (10.23) nu se îndeplinește, trebuie folosită cea mai eficace schemă de monoreglaj cu a treia capacitate suplimentară de monoreglaj C_3, conectată în paralel pe bobina circuitului de heterodină. Pentru acest caz capacitatea maximă de monoreglaj a circuitului heterodinei se determină cu formula:

$$C_{h\,max} = C_3 + \frac{C_2(C_{v\,max} + C_{th})}{C_2 + C_{v\,max} + C_{th}}. \tag{10.25}$$

Arhiva digitala SaDAng

Celelalte calcule se fac cu formulele (10.21), 10.22), și (10.23).

Dacă însă nici cu această schemă de monoreglaj inegalitatea(10.23) nu este satisfăcută atunci, pentru parametrii aleși ai preselectorului și pentru împărțirea în subgame considerată, eroarea de monoreglaj nu este admisibilă. Pentru a se asigura satisfacerea inegalității (10.23), se poate merge pe una din următoarele trei căi.

În primul rînd se mărește factorul de calitate echivalent al circuitului preselectorului pînă la valoarea:

$$Q'_{e\,\mathrm{CI}} = \frac{f_{s\,min}}{2\,\Delta f_{mon\,max}\psi(n_s+1)}. \tag{10.26}$$

În formula prezentată n_s este numărul de etaje ale amplificatorului de radiofrecvență, iar funcția ψ este determinată de schema preselectorului (vezi § 1.4.3). Valorile sale numerice sînt prezentate în tabelul 1.4.

Dacă pentru această nouă valoare a factorului de calitate echivalent al circuitelor și preselectorului atenuarea canalului nu va fi mai mică decît cea impusă, atunci $Q_{e\,\mathrm{CI}}$ asigură și selectivitatea necesară și eroarea admisibilă de monoreglaj.

Calculul atenuării pe frecvența intermediară se face după metodica descrisă la paragraful 1.4.3.

Pentru asigurarea atenuării necesare față de canalul imagine în funcție de schema preselectorului pentru noua valoare a factorului de calitate echivalent al circuitelor preselectorului trebuie îndeplinite inegalitățile (1.8) și (1.10). Totodată în ele, în locul f_i, trebuie introdusă valoarea primei frecvențe intermediare aleasă pentru receptor. Apoi, în funcție de schema preselectorului, folosind formulele (1.30), (1.34), (1.36) și (1.38), se calculează atenuarea canalului alăturat în preselector pentru noul factor de calitate echivalent (10.25). Cu ajutorul valorii obținute se caută noua valoare a atenuării la limitele benzii de trecere în blocul de frecvență intermediară:

$$\sigma_1 = \frac{1{,}41}{\sigma_{s\,min}}. \tag{10.27}$$

După aceasta se corectează factorul de calitate echivalent al circuitelor din blocul de frecvență intermediară. În acest caz trebue îndeplinite simultan două condiții. Prima condiție a fost formulată la punctul „b" din § 1.4.6. Cea de a doua condiție trebuie să asigure atenuarea σ_1 pentru dezacordul generalizat χ_1, care satisface ecuația (1.31).

Dacă prima cale nu permite rezolvarea problemei prin micșorarea factorului de calitate echivalent al circuitelor preselectorului, atunci se trece la cea de a doua care necesită calcule mai complexe și care complică și schema constructivă a receptorului. Acest caz este util atunci cînd în preselector se folosește un circuit de intrare cu un singur circuit oscilant și amplificatoare de înaltă frecvență rezonante. Dacă în preselector se folosesc perechi de circuite cuplate, banda sa de trecere se lărgește considerabil, ceea ce de obicei asigură îndeplinirea inegalității (10.23). Totodată,

pentru determinarea factorului de calitate echivalent al circuitelor preselectorului trebuie folosite formulele (1.35) sau (1.37), iar pentru determinarea factorului de calitate echivalent al circuitelor din blocul de frecvență intermediară trebuie satisfăcute simultan condițiile „a" și „b" din § 1.4.6.

Pentru realizarea celei de a doua căi trebuie mărit numărul de circuite în preselector, și prin urmare și numărul de condensaresatoare din blocul de condensatoare variabile.

Această soluție este indicată întodeauna din considerente constructive și economice.

De aceea cînd rezultă ca necesară (în mod avantajos) o creștere mare a numărului de circuite din prelesector, atunci pentru rezolvarea problemei poate fi mai avantajoasă cea de a treia cale. Ea constă în mărirea numărului de subgame. Prin reducerea corespunzătoare a coeficientului de subgamă pentru subgama cu frecvența cea mai joasă (pentru aceasta, de obicei nu se îndeplinește inegalitatea (10.23), pentru aceeași schemă de monoreglaj, se reduce eroarea de monoreglaj. Într-o primă aproximare se poate considera că eroarea maximă de monoreglaj și coeficientul de subgamă se află într-o dependență liniară. Aceasta trebuie avut în vedere la schimbarea inițială a coeficientului de subgamă. Dar această cale necesită scheme de comutație a subgamelor mai complexe și un calcul mai complicat atît al schemei-bloc a receptorului, cît și a etajelor sale.

10.6. Calculul curbei erorii de monoreglaj

Dacă frecvențele limită de monoreglaj exact se află la capetele gamei atunci metodica prezentată mai sus pentru calculul erorii maxime de monoreglaj nu se poate utiliza. În acest caz se calculează eroarea de monoreglaj în cîteva puncte ale gamei, care asigură trasarea curbei erorii de monoreglaj cu ajutorul căreia se determină valoarea erorii maxime de monoreglaj și frecvența corespunzătoare ei din gama de lucru. În plus, în unele situații, este necesar să se construiască curba erorii de monoreglaj pentru a verifica corectitudinea calculelor efectuate. În acest caz este comod să fie utilizată următoarea metodică. La început, se împarte gama de frecvențe în patru, opt sau douăsprezece porțiuni egale, corespunzătoare la două, trei sau patru frecvențe de monoreglaj exact și se numerotează frecvențele limită ale acestor porțiuni de la începutul gamei spre sfîrșitul ei (frecvența f_1 va corespunde frecvenței minime a gamei). Capacitățile condensatoarelor, cu care se acordează circuitele preselectorului pentru frecvența limită i se determină cu relația:

$$C_{v\,i} = \frac{1}{4\pi^2 L_{CI} f^2_{s\,i}} - C_{i\,CI}. \qquad (10.28)$$

Folosind această relație se calculează valorile capacităților condensatoarelor pentru fiecare frecvență limită. Datele obținute se trec în tabelul 10.1.

Arhiva digitala SaDAng

Tabelul 10.1

Calculul curbei erorii de monoreglaj

Frecvența, MHz	$f_1 = f_{min}$	f_2	f_3	f_i	...	$f_m = f_{max}$
Capacitatea condensatorului pF ...						
Capacitatea condensatorului heterodinei, pF ...						
Frecvența heterodinei, MHz ...						
Eroarea de monoreglaj, kHz ...						
Jumătatea benzii preselectorului kHz ...						

Apoi se calculează capacitățile circuitului heterodinei, corespunzătoare fiecăreia dintre frecvențele limită. În acest scop, pentru schemele de monoreglaj cu un condensator serie de monoreglaj (pader) și pentru schemele cu trei frecvențe de monoreglaj exact se folosește formula (10.20) înlocuind în ea $C_{h\,max}$ cu C_{hi} și $C_{v\,max}$ cu C_{vi}.

În cazul monoreglajului în două puncte printr-o capacitate de monoreglaj în derivație (trimer) se folosește în mod similar formula (10.24) iar pentru monoreglaj exact în patru puncte formula (10.25). Valorile obținute pentru capacități se trec în linia a treia a tabelului 10.1.

Prin substituirea valorilor capacității circuitului heterodinei în locul $C_{h\,max}$ în formula (10.21) se calculează frecvența de heterodină, corespunzătoare frecvențelor limită ale porțiunilor subgamei adoptată anterior și se trec în rîndul patru al tabelului 10.1. După aceasta, cu ajutorul formulei (10.22) se calculează valoarea erorii de monoreglaj pentru aceste frecvențe și se completează linia a cincea a tabelului 10.1.

Schema preselectorului și factorul de calitate echivalent al circuitelor sale se cunosc din calculul schemei bloc și al etajelor receptorului, pentru diferite frecvențe ale gamei. Pe baza acestor parametri se calculează banda de trecere a preselectorului pentru fiecare frecvență limită a subgamei:

$$B_{i\,pres} = \frac{f_{s\,i}}{Q_{ecI}\psi(n_s + 1)}. \qquad (10.29)$$

Cu valorile obținute se calculează ultima linie a tabelului 10.1.

Cu ajutorul datelor din tabelul 10.1 se trasează graficul care arată cum depinde eroarea de monoreglaj de frecvențele gamei și se găsesc valorile sale maxime și se determină frecvențele corespunzătoare valorilor maxime.

În sfîrșit, se verifică îndeplinirea inegalității (10.23) pentru toate valorile extreme ale erorii de monoreglaj. Dacă inegalitatea (10.23) nu este îndeplinită, atunci se ține seama de recomandările făcute în paragraful precedent.

10.7. Calculul timpului procesului tranzitoriu

În receptoarele de semnale în impulsuri este important să se cunoască timpul procesului tranzistoriu, prin care se înțelege intervalul de timp, în cursul căruia, caracteristica tranzitorie * a receptorului pentru înfășurătoare crește de la 0,1 la 0,9 din valoarea sa de regim. Calculul precis al acestei caracteristici este destul de complicat și de dificil. Calculul trebuie să țină seama de schemele și de factorii de calitate echivalenți pentru circuitele preselectorului și pentru blocul de frecvență intermediară precum și de schema demodulatorului și a blocului de joasă frecvență. Toate aceste caracteristici se obțin după calculul etajelor receptorului și pot servi pentru calculul timpului de stabilire după metodica generală de apreciere a regimurilor tranzitorii, descrise în literatură. Totuși, într-o primă aproximare, cu o eroare care nu depășește 10—15% timpul procesului tranzitoriu (sau timpul de stabilire) al receptorului poate fi calculat cu formula:

$$t_s = \sqrt{t_{s\,\text{AFI}}^2 + t_{s\,\text{D}}^2 + t_{s\,\text{AAF}}^2}. \qquad (10.30)$$

Termenii de sub radicalul formulei (10.30) se determină cu următoarele expresii. Timpul de stabilire în blocul de înaltă frecvență al receptorului (de la antenă pînă la demodulator) este:

$$t_{s\,\text{AFI}} \approx \frac{a}{B_f},$$

unde B_f este banda de trecere a blocului de înaltă frecvență, egală cu lărgimea curbei de rezonanță a receptorului (vezi § 10.1) la nivel de atenuare 1,41. Valoarea parametrului a pentru amplificatorul rezonant de frecvență intermediară se ia egal cu 0,7. Dacă în amplificatorul de frecvență intermediară se folosesc etaje cu două circuite cuplate la cuplaj critic sau perechi de etaje decalat acordate (dubleți) cu cuplaj critic, atunci acest coeficient se ia egal cu 0,75. Pentru amplificatoarele de frecvență intermediară de tip combinat sau cu tripleți, coeficientul se ia $a = 0{,}85$.

Timpul de stabilire în demodulatorul cu diodă cu cristal este:

$$t_{s\,\text{D}} \simeq 2{,}3\,\frac{2R_i + R_{0e}}{0{,}8R + 2R_i + R_{0e}}\,RC,$$

* Prin caracteristică tranzitorie a receptorului se înțelege dependența tensiunii sale la ieșire de timp, cînd se aplică la intrarea sa un salt unitar de tensiune.

Arhiva digitala SaDAng

unde $R_i = \frac{1}{S}$ — rezistența internă a diodei demodulatoare în regim de conducție directă; R_{0e} — rezistența echivalentă a ultimului circuit din blocul de frecvență intermediară de la care se ia semnalul pentru detector; R și C — parametrii sarcinii demodulatorului.

Timpul de stabilire în blocul de joasă frecvență al receptorului este dat de relația:

$$t_{s\,JF} \approx \frac{1}{B_{jf}},$$

unde B_{jf} este banda de trecere a blocului de joasă frecvență a receptorului la nivel de atenuare de 1,41 determinată pe caracteristica sa de frecvență (vezi § 10.2).

10.8. Calculul timpului de întîrziere de grup

Timpul de întîrziere de grup este intervalul de timp de la momentul introducerii la intrarea sistemului liniar a unui semnal dinamic, pe a cărei frecvență este acordat acest sistem, pînă la obținerea jumătății valorii de regim a tensiunii înfășurătoarei la ieșire. Acest parametru este important numai pentru receptoarele de semnale în impulsuri, în care de regulă, sînt cel mult 1—2 etaje în amplifcatorul de radiofrecvență și cel puțin 4—5 etaje în amplificatorul de frecvență intermediară. În plus, banda de trecere a amplificatorului de radiofrecvență în astfel de receptoare este mult mai largă decît banda de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară. De aceea timpul de întîrziere a părții de înaltă frecvență a receptoarelor în impulsuri este dat în principal de timpul de întîrziere din blocul de frecvență intermediară,

$$t_i = \frac{n_{FI}}{\pi B_f \psi(n_{FI})}, \qquad (10.31)$$

unde n_{FI} este numărul etajelor din blocul de frecvență intermediară cu sisteme selective identice (inclusiv schimbătorul de frecvență, dacă sarcina selectivă a acestuia este identică cu sarcinile din etajele amplificatoare de frecvență intermediară); funcția ψ este determinată de schema amplificatorului de frecvență intermediară (valorile sale numerice sînt prezentate în cap. 1.4).

10.9. Calculul puterii consumate

Receptoarele cu tranzistoare se alimentează, de obicei, de la surse cu puterea limitată (baterii de elemente uscate sau acumulatoare). De aceea la alegerea sursei de alimentare este important să se cunoască puterea consumată de către receptor.

Pentru alimentare în paralel a tuturor etajelor receptorului de la o sursă comună (schema care este cea mai des folosită în practică), puterea consumată se determină cu formula:

$$P_0 = U_s\left[\sum_{i=1}^{n} I_{ci} + \sum_{i=1}^{m} I_{pi} + I\right], \qquad (10.32)$$

unde U_s este tensiunea sursei pentru alimentare; I_{ci} — valoarea maximă a curentului de colector al etajului i al receptorului în regim de funcționare; n — numărul de etaje ale receptorului; I_{pi} — valoarea maximă a curentului potențiometrelor (divizoarelor de tensiune) și al altor consumatoare de energie din receptor; m — numărul de potențiometre și de alți consumatori de energie; I — curentul de alimentare al etajelor netranzistorizate (de exemplu, amplicatoarele de înaltă frecvență cu diode tunel).

Divizoarele de tensiune se folosesc în diferite etaje ale receptorului, de exemplu, pentru crearea tensiunii de polarizare necesară între bază și emitor și pentru stabilizarea cu temperatura a curenților de colector ai tranzistoarelor.

Prin alte consumatoare de curent se pot înțelege, de exemplu, becurile de iluminare a scalei, motoarele care realizează acordul automat al receptorului ș.a.

Arhiva digitala SaDAng

Capitolul 11

Calculul fiabilității

11.1. Generalități

11.1.1. Definiții, termeni

Fiabilitatea sau siguranța în funcționare este o caracteristică principală a radioreceptorului, care se fixează prin tema de proiectare a radioreceptorului și care trebuie satisfăcută prin calcul și verificată practic prin încercările specifice de laborator sau statistic în exploatare.

Fiabilitatea exprimă numeric probabilitatea ca să nu aibă loc o defecțiune a aparatului într-un interval de timp stabilit.

Intervalul de timp pentru care se calculează fiabilitatea se alege după expirarea intervalului I (fig. 11.1), numit al „căderilor" (defecțiunilor precoce). Acest lucru este normal pentru că în intervalul I, al primelor ore de funcționare ale aparatului, apar căderi mai ales datorate greșelilor de fabricație și mai puține datorate erorilor de proiectare. Acest interval nu este concludent asupra fiabilității propriu-zise a radioreceptorului.

Intervalul de timp, pentru care se determină fiabilitatea, intervalul II, este limitat la dreapta de intervalul III, în care apar „căderile de uzură", cauzate de uzura componentelor aparatului.

În intervalul II, al „vieții utile" a aparatului, apar „căderile accidentale". În acest domeniu se localizează determinarea fiabilității prin calcul probabilistic, prin proiectare, sau prin calcul statistic, pentru produsele în faza de fabricație.

11.1.2. Îmbunătățirea fiabilității

Fiabilitatea unui aparat poate fi îmbunătățită dacă acest lucru este necesar sau dacă este cerut de beneficiar.

Proiectantul trebuie să utilizeze toate căile (fig. 14.2) pentru asigurarea fiabilității pretinsă prin temă; calitatea muncii sale de concepție se va verifica prin probe asupra prototipului, prin probe de tip luate la anume intervale de timp din fabricație, și chiar prin urmărirea comportării produsului la beneficiar.

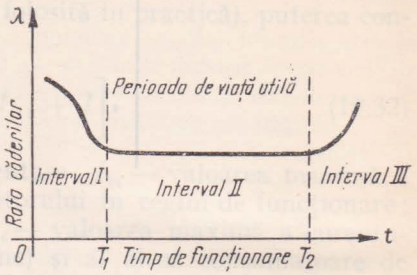


Fig. 11.1. Variația în timp a intensității de defectare a unui produs.

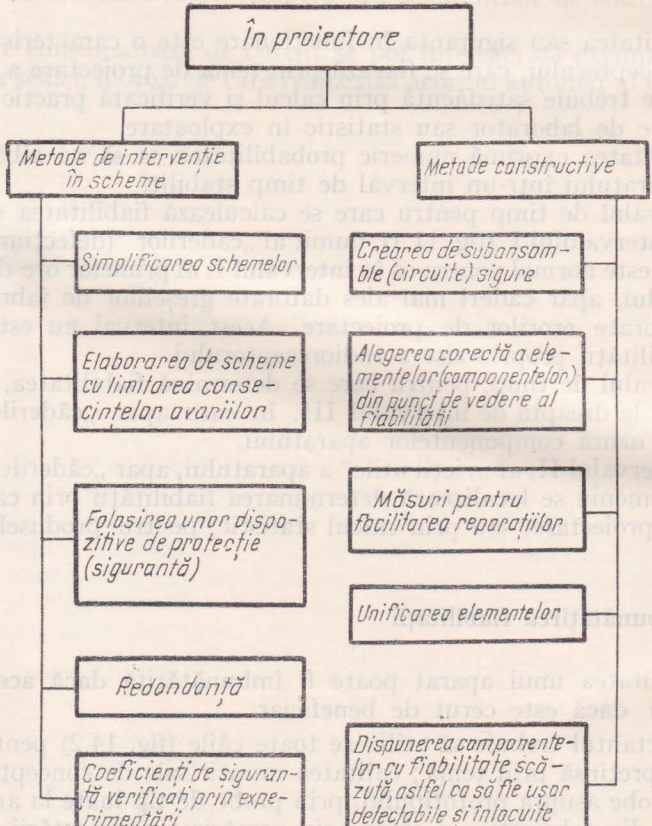


Fig. 11.2. Îmbunătățirea fiabilității produselor.

Arhiva digitala SaDAng

11.1.3. Serviciu, capabilitate

Pretenția de fiabilitate, din partea beneficiarului de produs, trebuie satisfăcută prin siguranța în funcționare pe care proiectantul o implantează în produsul său proiectat.

Între „serviciul" ce se cere produsului și „capabilitatea" produsului de a satisface acest serviciu, proiectantul va trebui să asigure, prin proiectare, o marjă de siguranță (fig. 11.3, *a*). Pentru a nu scumpi produsul, marja de siguranță nu poate fi prea mare. Nu trebuie să aibă loc situația arătată în fig. 11.3, *b*, când, pentru o parte dintre produse, nu se asigură capabilitatea necesară.

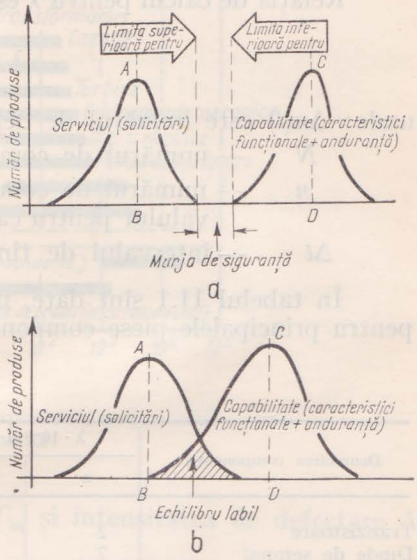


Fig. 11.3. Relația serviciu — capabilitate.

11.2. Parametrii fiabilității

11.2.1. Durata medie de funcționare fără defecțiuni

Durata de funcționare fără defecțiuni se notează cu T_m (timp mediu) sau cu *MTBF* (în literatură de specialiate, media timpurilor de bună funcționare).

Relația de calcul pentru durata medie de funcționare este:

$$T_m = \frac{1}{\sum_{i=1}^{m} N_i \lambda_i} = \frac{1}{\Lambda} \qquad (11.1)$$

unde: N_i este numărul pieselor (componente, subansamble) de tipul i cuprinse în aparat;

λ_i — intensitatea de defectare (rata căderilor) a elementelor de tipul i;

Λ — intensitatea de defectare a aparatului în ansamblu;

m — numărul tipurilor de elemente.

Intensitatea de defectare a unui element component al aparatului, λ_i, numită și *rata căderilor*, se determină din tabele și grafice, ce au fost întocmite, de către fabricile constructoare de componente, pe baza datelor statistice de încercări.

Relația de calcul pentru λ este:

$$\lambda = \frac{\Delta n(t)}{(N-n)\cdot \Delta t}, \tag{11.2}$$

unde: $\Delta n(t)$ este numărul de defectări în intervalul de timp Δt;

N — numărul de componente supuse verificării;

n — numărul de componente defectate pînă la începutul intervalului pentru care se face determinarea (Δt);

Δt — intervalul de timp luat în calcul.

În tabelul 11.1 sînt date, informativ, valorile lui $\lambda \cdot 10^{-7}$ căderi pe oră pentru principalele piese componente ale unui receptor cu tranzistoare.

Tabelul 11.1

Denumirea componentei	$\lambda \cdot 10^{-7}$/h		Denumirea componentei	$\lambda \cdot 10^{-7}$/h	
	a	*b*		*a*	*b*
Tranzistoare	2		Rezistențe cu peliculă	0,2	4,7
Diode de semnal	7		Rezistențe aglomerate	0,3	4,7
Diode de redresare	0,7		Rezistențe bobinate	0,04	6
Diode Zener	0,2		Potențiometre bobinate	1,0	
Bobine	0,05	15	Potențiometre cu carbon	1,0	2,1
Transformatoare	0,5	15	Socluri	0,6	1,5
Condensatoare cu mică	0,03		Comutatoare	0,6	
Condensatoare ceramice	0,18	4	Lipituri cu cositor	0,2	1,6
Condensatoare hîrtie	0,12	7			

Notații: *a* — componente de uz profesional
b — componente pentru bunuri de larg consum

În paragraful 11.3 se prezintă calculul fiabilității efective a componentelor, în sarcină, λ_s, în dependență de regimul electric și termic de funcționare.

În fig. (11.4) este redat, sugestiv, cum variază rata căderilor pentru părți, echipamente și sisteme de echipamente.

Arhiva digitala SaDAng

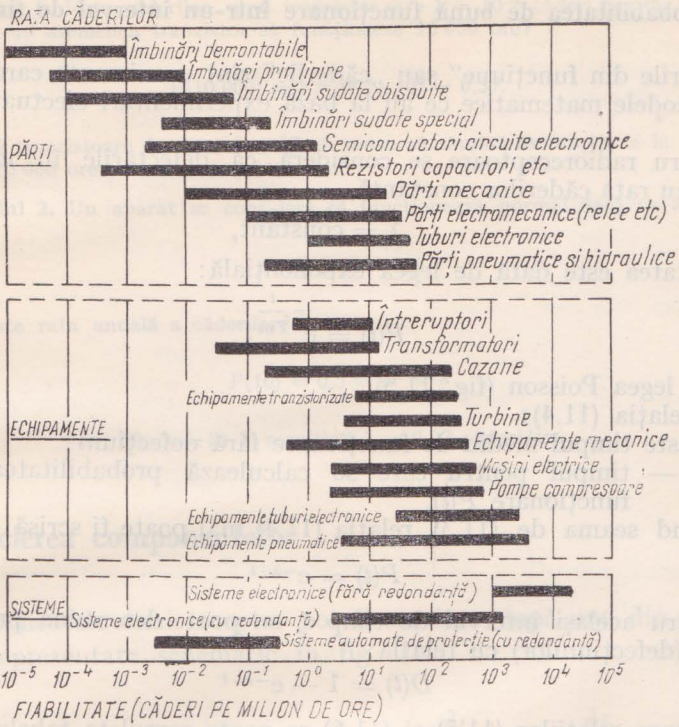


Fig. 11.4. Rata căderilor pentru componente, echipamente, sisteme de echipamente.

Între timpul mediu de funcționare T_m și intensitatea de defectare Λ există relația:

$$T_m = \frac{1}{\Lambda}. \tag{11.3}$$

Exemplu. Asupra unui aparat se fac 2 probe de determinare a timpului mediu de funcționare fără defecțiuni. La proba 1, prima defectare are loc după timpul $t = 5\,000$ ore. La proba 2, prima defectare are loc după timpul $t = 5\,600$ ore. La proba 3, prima defectare are loc după timpul $t = 6\,000$ ore.

Să se determine T și Λ.

$$T_m = \frac{5\,000 + 5\,600 + 6\,000}{3} = 5\,460 \text{ ore};$$

$$\Lambda = \frac{1}{T_m} = \frac{1}{5460} = 1{,}83 \cdot 10^{-4} \text{ căderi/oră}.$$

11.2.2. Probabilitatea de bună funcționare într-un interval de timp dat

„Ieșirile din funcțiune" sau „căderile" sînt evenimente care pot fi descrise pe modele matematice ce au la bază experimentări efectuate pe prototipuri.

Pentru radioreceptoare se consideră că defectările în intervalul II (fig.11.1) au rata căderilor constantă,

$$\lambda = \text{constant},$$

iar fiabilitatea este dată de legea exponențială:

$$P(t) = e^{-\frac{t}{Tm}}, \tag{11.4}$$

numită și legea Poisson (fig. 11.5).

În relația (11.4):

T_m este timpul mediu de funcționare fără defecțiuni;

t — timpul pentru care se calculează probabilitatea de bună funcționare $P(t)$.

Ținînd seama de (11.3), relația (11.4) mai poate fi scrisă sub forma:

$$P(t) = e^{-\lambda \cdot t} \tag{11.5}$$

Pentru același interval de timp t, se poate determina probabilitatea căderilor (defecțiunilor) cu relația:

$$D(t) = 1 - e^{-\lambda \cdot t} \tag{11.6}$$

Pe baza relațiilor (11.5) și (11.6) se poate completa tabelul 11.2.

Tabelul 11.2

$\frac{t}{T_m}$	$P(t)$, %	$D(t)$
0,001	99,9	1 din 1000
0,01	99	1 din 100
0,05	95	5 din 100
0,1	90	10 din 100

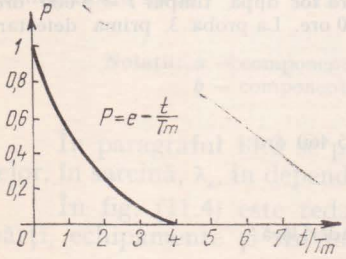


Fig. 11.5. Variația exponențială după legea Poisson.

Arhiva digitala SaDAng

Exemplul 1. Rata căderilor unui tranzistor este $\lambda = 10^{-4}$ căderi pe oră. Care este probabilitatea ca un asemenea tranzistor să funcționeze 10 000 ore?

$$P(10\,000) = e^{-10^{-4} \cdot 10^4} = 0{,}37.$$

adică, din 100 tranzistoare de acest tip, 37 au șansa să rămînă în funcțiune la sfîrșitul intervalului de 10 000 ore.

Exemplul 2. Un aparat se consideră că funcționează normal dacă va avea:

$$P(10 \text{ ani}) = 0{,}5.$$

Care este rata anuală a căderilor?

$$P(10) = 0{,}5 = e^{-10 \cdot \lambda}$$

$10 \cdot \lambda = \ln 2$, rezultînd $\lambda = 0{,}07$ căderi/an.

11.3. Asocierea componentelor

Componentele unui receptor pot fi asociate după una din cele trei posibilități reprezentate schematic în fig. 11.6.

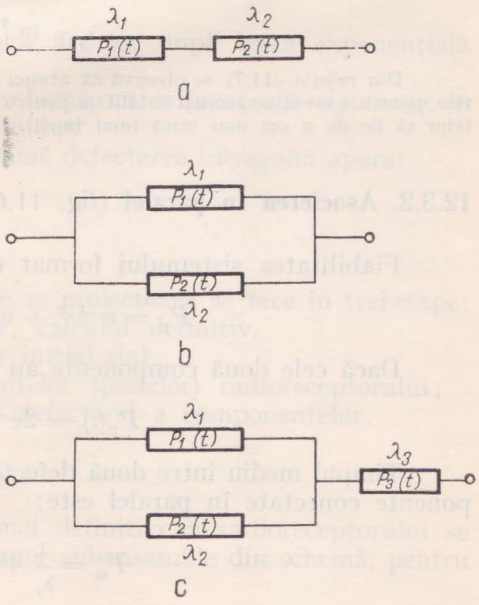


Fig. 11.6. Asocierea componentelor.

11.3.1. **Asocierea în serie** (fig. 11.6, *a*)

Componentele au rata căderilor λ_1, respectiv λ_2. Fiabilitatea ansamblului celor două elemente va fi:

$$P_s = P_1 . P_2 = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot t}. \tag{11.6a}$$

Pentru n componente identice, conectate în serie:

$$P_s(t) = e^{-n . \lambda . t}.$$

Exemplu. Sînt date, pentru o componentă:

$$\lambda_1 = 10^{-5} \text{ căderi/oră și } P(t) = 0{,}99.$$

Cît trebuie să fie λ_2 pentru 100 componente legate în serie, dacă se impune să menținem aceeași fiabilitate pentru sistem, pentru aceeași durată de timp?

Din:

$$P_s(t) = e^{-n \cdot \lambda_2 \cdot t} = e^{-100 \cdot \lambda_2 \cdot t} = 0{,}99$$

și

$$P(t) = e^{-\lambda_1 \cdot t} = 0{,}99,$$

se ajunge la relația:

$$\lambda_1 = n \cdot \lambda_2 \tag{11.7}$$

adică

$$\lambda_2 = 10^{-5} \cdot 10^{-2} = 10^{-7}.$$

Din relația (11.7) se observă că atunci cînd se conectează n componente în serie, identice, pentru a menține aceeași fiabilitate pentru ansamblu, este necesar ca fiabilitatea componentelor să fie de n ori mai mică (mai bună).

12.3.2. **Asocierea în paralel** (fig. 11.6, *b*)

Fiabilitatea sistemului format din două elemente în paralel este:

$$P_p = e^{-\lambda_1 \cdot t} + e^{-\lambda_2 \cdot t} + e^{-(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot t}. \tag{11.8}$$

Dacă cele două componente au aceeași rată a căderilor:

$$P_p(t) = 2e^{-\lambda \cdot t} + e^{-2\lambda \cdot t}. \tag{11.9}$$

Timpul mediu între două defectări al sistemului format din două componente conectate în paralel este:

$$T_m = \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_2} \tag{11.10}$$

Arhiva digitala SaDAng

iar cînd $\lambda_1 = \lambda_2$:

$$T_m = 1{,}5 \cdot \frac{1}{\lambda}. \tag{11.11}$$

Relațiile (11.10) și (11.11) arată că sistemul cu rezevare (numit și sistem redondand) are T_m mai mare.

12.3.3. **Asocierea serie-paralel** (fig. 11.6, *c*)

Fiabilitatea rezultantă a sistemului se determină din relația:

$$P_{sp}(t) = P_p \cdot P_3 = e^{-\lambda_3 \cdot t} \cdot [e^{-\lambda_1 \cdot t} + e^{-\lambda_2 \cdot t} + e^{-(\lambda_1+\lambda_2)\cdot t}] =$$
$$= e^{-(\lambda_1+\lambda_3)\cdot t} + e^{-(\lambda_2+\lambda_3)\cdot t} + e^{-(\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3)\cdot t}. \tag{11.12}$$

Pentru a se realiza o anumită fiabilitate impusă, se pot alcătui diverse scheme de rezervare. Calculul fiabilității sistemului astfel alcătuit se poate face cu relațiile (11.6), (11.6), (12.12), sau prin generalizarea acestora, în caz că se folosec mai multe componente în serie sau paralel.

11.4. Determinarea prin calcul a fiabilității radioreceptorului

11.4.1. Ipoteze de calcul

Ipotezele de calcul sînt:

a) Distribuția în timp a defectelor are loc după legea exponențială (fig. 11.5), în intervalul II.

b) Defectarea unui element din schemă nu influențează siguranța în funcționare a celorlalte elemente ale sistemului.

c) Defectarea unui element determină defectarea întregului aparat.

11.4.2. Etape de calcul

Calculul fiabilității receptorului ce se proiectează se face în trei etape: calculul orientativ, calculul preliminar, calculul definitiv.

Elementele care trebuie cunoscute inițial sînt:

— specificația completă a elementelor (pieselor) radioreceptorului;

— rata căderilor (intensitatea de defectare) a componentelor.

11.4.2.1. *Calculul orientativ*

Simultan cu dimensionarea schemei definitive a radioreceptorului se face un calcul orientativ al fiabilității unor subansamble din schemă, pentru

a stabili, în primă aproximație, dacă valoarea rezultată nu va deprecia fiabilitatea generală a radioreceptorului.

Valorile pentru λ_i (rata căderilor) se iau ca valori medii sau aproximative, din tabele.

În acest stadiu, relația (11.5) se poate aproxima cu:

$$P(t) = 1 - \Lambda \cdot t = 1 - \frac{t}{T_m}. \tag{11.13}$$

Calculul grafic se face cu ajutorul abacelor din fig. 11.7

Exemplu. Un anumit ansamblu al radioreceptorului are:

$N_i = 30$ elemente, $\lambda_i = 10^{-5}$ căderi/oră,

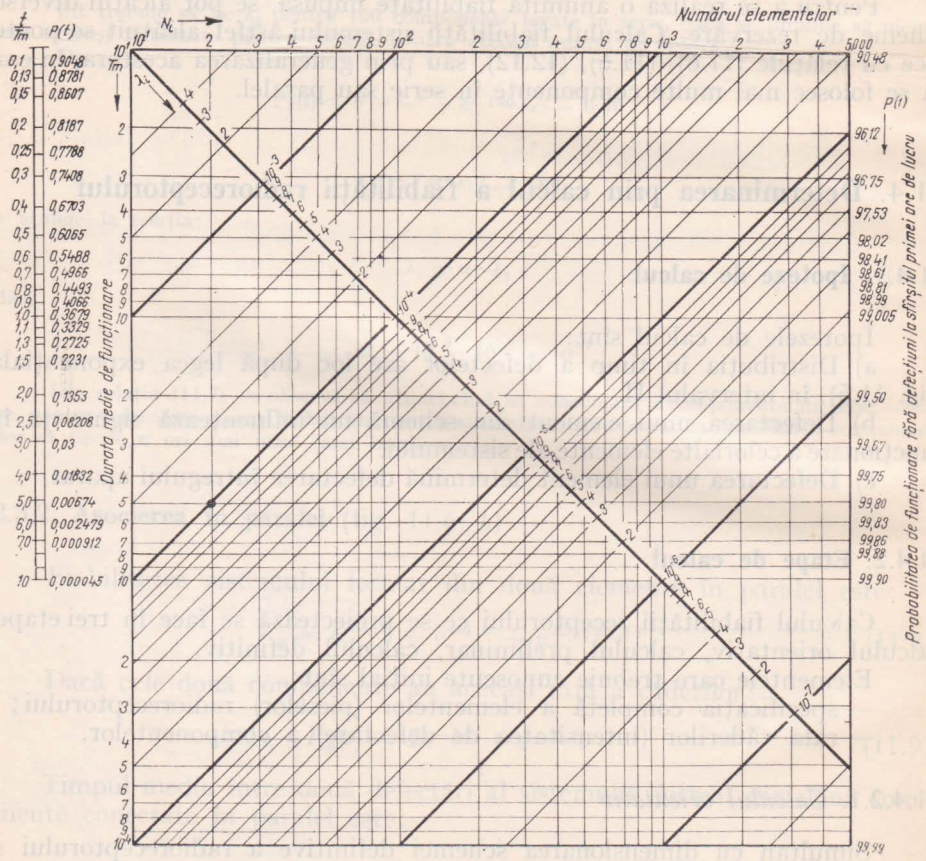


Fig. 11.7. Determinarea orientativă a lui T_m și $P(t)$

Arhiva digitala SaDAng

Să se determine T_m și $P(t)$ pentru $t = 1000$ ore.
Din graficul din fig. 11.7 se determină, pentru N_i și λ_i de mai sus:

$T_m = 3\,300$ ore funcționare fără defecțiuni;

$P(1) = 99{,}92$ (probabilitatea de bună funcționare pentru 1 oră).

Pentru 1 000 ore de funcționare, cu abaca din stînga, se determină mai întîi raportul:

$$\frac{t}{T_m} = \frac{1\,000}{3\,300} \approx 0{,}303,$$

și rezultă $P(10\,000) \approx 0{,}70$ (adică, din 100 buc radioreceptoare ce conțin acest subansamblu, 70 buc, subansamble de acest tip au probabilitatea de a funcționa normal 3 300 ore).

11.4.2.2. *Calculul preliminar*

Se presupune că schema electrică este definitivată și că a rezultat o valoare acceptabilă pentru fiabilitatea subansamblelor, determinată prin calcul orientativ, așa cum s-a arătat în paragraful 11.4.2.1.

La calculul preliminar se trece la calculul exact al lui T_m și $P(t)$ cu relațiile (11.1) și (11.5). În această etapă nu se ține seama de regimurile electric și termic ale radioreceptorului.

Dacă valoarea obținută pentru T_m nu se situiază peste valoarea prevăzută de STAS 8766/70 (tabelul 11.4 paragraful 11.5), pentru tipul și clasa receptorului proiectat, se trece la refacerea schemei sau alegerea unor componente cu fiabilitate mai bună.

11.4.2.3. *Calculul definitiv*

Această etapă presupune că aparatul proiectat a fost realizat efectiv, sub formă de prototip.

Asupra prototipului se fac reglajele necesare pentru încadrarea indicilor de calitate în performanțele impuse prin proiect.

După ce aparatul funcționează normal, și corespunde în întregime tuturor sarcinilor din tema de proiect, se determină regimul electric și regimul termic al componentelor conținute în aparat, în funcțiune.

Regimul electric se determină, pentru *tranzistoare*, prin valoarea raportului

$$\frac{\text{curent de colector de lucru}}{\text{curentul de colector nominal}};$$

pentru *condensatoare* prin valoarea raportului:

$$k_c = \frac{\text{tensiunea de lucru}}{\text{tensiunea nominală}};$$

pentru *rezistența* prin valoarea raportului:

$$k_r = \frac{\text{puterea disipată reală}}{\text{puterea nominală}}.$$

Intensitatea de defectare pentru componentele receptorului lucrînd în sarcină, $\lambda_{i\ sarcină}$, se determină din relația:

$$\lambda_{i\ sarcină} = \alpha_i \cdot \lambda_{i\ nominal}, \qquad (11.14)$$

unde: α_i este coeficient al gradului de defectare a componentei, dependent de regimul electric și termic în care lucrează componenta;

$\lambda_{i\ nominal}$ (sau $\lambda_{i\ tabela}$) — intensitatea de defectare a componentei în regim nominal și este dat în tabelele întocmite de fabricile producătoare de componente.

Coeficientul α_i cuprinde în valoarea sa informații comulative atît pentru regimul termic cît și pentru cel electric, așa cum se arată în fig. 11.8 pentru tranzistoare, în fig. 11.9 pentru condensatoare ceramice, în fig.11.10 pentru condensatoare cu hîrtie, în fig. 11.11 pentru condensatoare cu mică, în fig. 11.12 pentru rezistențe tip MLT, în fig. 11.13 pentru rezistențe ULM, VS.

Temperatura de lucru a pieselor se determină prin măsurări directe în aparat.

Timpul mediu de funcționare între două defectări se determină din relația (11.1) în care se introduc valorile lui λ_i calculate cu relația (11.14), pentru fiecare componentă.

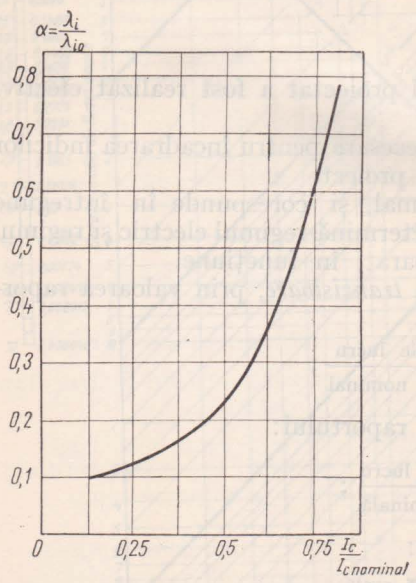


Fig. 11.8. Variația coeficientului α_i pentru tranzistoare.

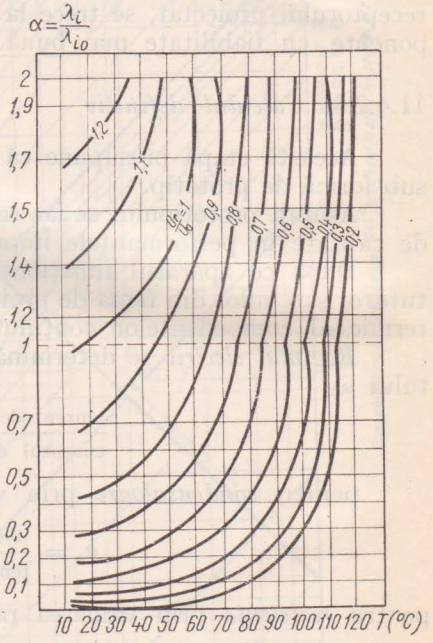


Fig. 11.9. Variația coeficientului α_i pentru condensatoare ceramice.

Arhiva digitala SaDAng

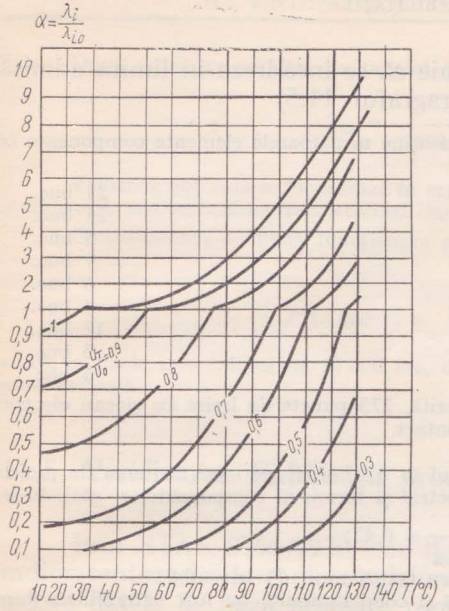


Fig. 11.10. Variația coeficientului α_i pentru condensatoare cu hîrtie.

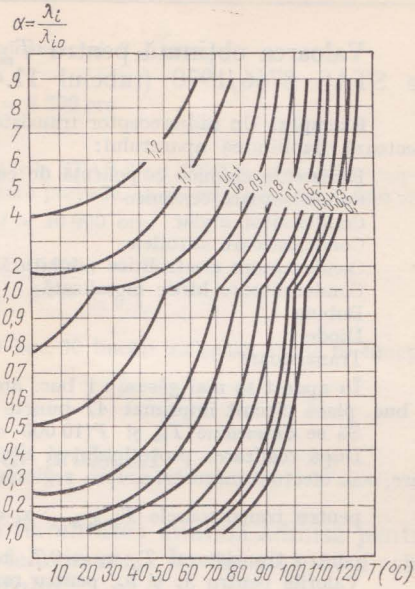


Fig. 11.11. Variația coeficientului α_i pentru condensatoare cu mică.

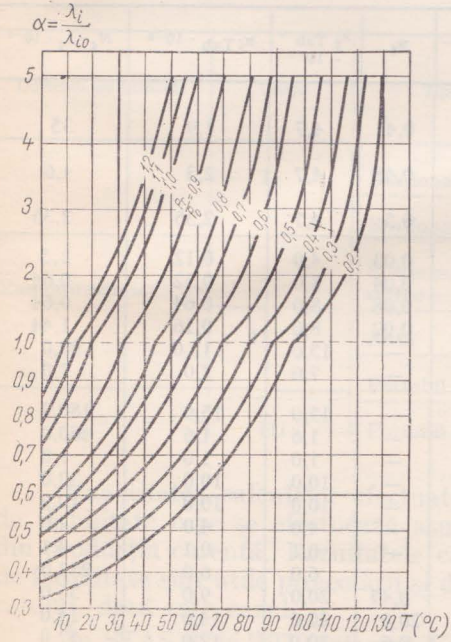


Fig. 11.12. Variația coeficientului α_i pentru rezistențe MLT.

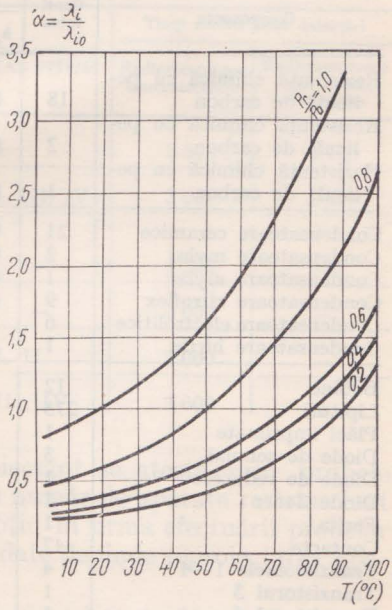


Fig. 11.13. Variația coeficientului α_i pentru rezistențe ULM, VS.

Valoarea obținută pentru T_m trebuie să se încadreze în limita admisă de STAS 8766/1970 (tabelul 11.4, paragraful 11.5)

Exemplu. Un radioreceptor tranzistorizat conține următoarele elemente componente ce afectează fiabilitatea aparatului:

Rezistențe chimice cu peliculă de carbon	21 buc.
Condensatoare ceramice	21 buc.
Condensator mylar	3 buc.
Condensatoare stiroflex	9 buc.
Condensatore electrolitice miniatură	6 buc.
Condensatoare hîrtie metalizată	1 buc.
Bobine	12 buc.
Diode	5 buc.
Tranzistoare	6 buc.

În aparat se mai găsesc : 1 buc. antenă ferită, 275 puncte de lipire cu ciocan electric, 1 buc. placă circuit imprimat 47 puncte de contact.

Să se determine T_m și $P(10\,000$ ore).

După realizarea prototipului și aducerea lui în toleranțele permise de tema de proiectare, s-au efectuat măsurări asupra regimurilor electric și termic al componentelor, găsindu-se:

pentru tranzistoarele $T_{1,\,2,\,3,\,4}$: $\alpha_i = \dfrac{I}{I_{c\,nom}} = 0{,}45$;

pentru tranzistorul T_5: $\alpha_i = 0{,}7$, iar pentru tranzistorul T_6: $\alpha_i = 0{,}6$.

Valorile pentru k_r și k_c, pentru rezistențe și condensatoare, au fost determinate după grafice, pentru temperatura de 40°C, și sînt introduse în tabelul 11.3.

Tabelul 11.3

Componenta	Cantitatea	Regim k_r, k_c	Regim °C	α_i	$\lambda_{i\,Tab} \cdot 10^{-7}$	$\alpha_i \lambda_{Tab} \cdot 10^{-8}$	$N_i \cdot \lambda_i \cdot 10^{-7}$
Rezistență chimică cu peliculă de carbon	18	0,2	40	0,4	4,7	1,9	35
Rezistență chimică cu peliculă de carbon	2	0,4	40	0,48	4,7	2,3	4,6
Rezistență chimică cu peliculă de carbon	1	0,5	40	0,5	4,7	2,35	2,35
Condensatoare ceramice	21	0,2	40	0,03	4,0	0,12	2,5
Condensatoare mylar	2	0,2	40	0,04	8,0	0,32	0,64
Condensatoare mylar	1	0,4	40	0,08	8,0	0,64	0,64
Condensatoare stiroflex	9	0,2	40	0,02	8,0	0,16	1,44
Condensatoare electrolitice	6	—	40	—	15,0	15,0	90,0
Condensatoare hîrtie	1	—	40	—	7,0	7,0	7,0
Bobine	12	—	—	—	15,0	15,0	180,0
Lipituri	275	—	—	—	1,6	1,6	460,0
Plăci imprimate	1	—	—	—	1,0	1,0	1,0
Diode de semnal	3	—	—	—	10,0	10,0	30,0
Diode de reducere	1	—	—	—	10,0	10,0	10,0
Diode Zener	1	—	—	—	4,0	4,0	4,0
Ferita	1	—	—	—	0,1	0,1	0,1
Contacte	47				6,0	6,0	282,0
Tranzistoarele 1—4	4			0,45	20,0	9,0	36,0
Tranzistorul 5	1		0,7	20,0	20,0	14,0	14,0
Tranzistorul 6	1			0,6	20,9	12,0	12,0
Total radioreceptor							1173,0

Arhiva digitala SaDAng

După datele ce rezultă din tabelul 11.3, valoarea lui T_m este:

$$T_m = \frac{1}{1\,173 \cdot 10^{-7}} = 8\,500 \text{ ore}$$

Valoarea obținută se încadrează în reglementările STAS 8766/1970, pentru radioreceptor staționar de radiodifuziune tranzistorizat clasa IV (care prevede, ca valoare minimă, 3 000 ore).

Probabilitatea de bună funcționare pentru $t = 10\,000$ ore:

$$P(10\,000) = e^{-\frac{t}{Tm}} = e^{-\frac{10\,000}{8\,500}} \cong 0{,}3,$$

adică, la finele intervalului de 10 000 ore, din 100 buc. 30 bucăți au șansa să fie în funcționare normală.

11.5. Verificarea fiabilității produsului proiectat

Prin STAS 8766/1970 este stabilită fiabilitatea minimă admisă pentru radioreceptoarele de radioteleviziune și televiziune. În tabelul 11.4 sînt redate datele de bază necesare proiectantului.

Tabelul 11.4

Domeniu de utilizare	Grupa	Tipul	Clasa conform STAS 7711/66	Timp mediu între defectări	
				Radioreceptoare tranzistorizate	Radioreceptoare cu tuburi electronice
Radiodifuziune	I	Staționar	I	2 500	2 000
		Staționar	II, III, IV	3 000	2 500
		Staționar stereo	—	1 500	—
	II	Auto	—	2 000	—
		Portabil	I, II	2 000	—
	III	Portabil	III, IV	3 000	—

Exactitatea calculelor efectuate de proiectant se atestă prin probele de fiabilitate care se efectuează asupra unui număr de aparate restrîns luat din producția curentă. Rezultatele care se obțin în urma efectuării probelor de fiabilitate sînt utile proiectării și de aceste date depinde reproiectarea aparatului, dacă este cazul.

În STAS 8766/1970 este redat modul cum se efectuiază aceste măsurători și cum se calculează timpul mediu între defectări T_m.

Bibliografie

1. *Gutchin, L. S., Lebedev V. L., Siforov V. I.* **Radiopriemnîe ustroistva.** Moscova, Sovetscoe radio, 1963.
2. *Kulikovski, A. A.* **Lineinîe cascadî radiopriemnicov.** Moscova, Gosenergoizdat, 1960.
3. *Cistiacov, N. I.* Sidorov, V. M., Melnicov, V. S. **Radiopriemnîe ustroistva,** Moscova, Sviazizdat, 1963.
4. *Bobrov, H. V.* ş.a. **Radiopriemnîe ustroistva.** Ed. LVIKA, 1967.
5. *Cobzev, V. V.* şi *Şişmacov V. N.* **Cascadî radiopriemnicov na tranzistorah.** Moscova, Gosenergoizdat, 1960.
6. *Trohimenco, Ia. K.* **Radiopriemnîe ustroistva na tranzistorah.** Kiev, Tehnica, 1964.
7. *Palşcov, V. V.* **Radiopriemnîe ustroistva,** Moscova, Sviazi, 1965.
8. *Cistiakov, N. I.* **Tranzistornîe rezonansnîe usiliteli.** Moscova, Sviazizdat, 1964.
9. *Nicolaevschii, I. F.* **Expluataţionîe parametri i osobenosti primenenia tranzistorov.** Moscova, Sviazizdat, 1963.
10. *Simonov, In. L.* **Ob odnom metode povişeniia ustoicivosti tranzistornîh rezonansnîh usiliteli.** In: Radiotehnica i electronica, 1960, nr. 6.
11. *Aculov, I. I.* ş.a. **Teoria i rascet osnovnîh radiotehniceschih shem na tranzistorah.** Moscova Sviazizdat, 1964.
12. *Tamman, A.* **Filtrî sosredotocennoi selecţii.** În : Radio, 1965, nr. 6 şi 7.
13. *Simonov, In. L.* **C rascetî şumov tranzistorov visochih ciastotah.** În : Electrosviaz, 1964, nr. 8.
14. *Vasilchevici, I.* **Sistemî ARU na tranzistorah.** În : Radio, 1964, nr. 3.
15. *Valcav, V. M.* **Logarifmiceschie usiliteli na tranzistorah.** Kiev, Tehnica, 1965.
16. *Gherasimov, S. N., Migulin I. I., Iacovlev V. I.* **Osnovî teorii i rasceta tranzistorîh shem.** Moscova, Sovetscoe radio, 1963.
17. *Krisilov, In. D.* **O necotorîh dinamiceschih osobenostiah tranzistornîh shem avtomaticescoi regulirovchi usileniia.** În: Radiotehnica i electronica, 1965, nr. 12.
18. *Krisilov, In. D.* **Rascet regimu ARU poliprovodnicovîe pribori i ih primenenie.** In: Sovetscoe radio, 1964, nr. 12.
19. *Krisilov, In. D.* **Nelineinîe i perecrestnîe iscajenia v rezonansnîh usiliteliah na tranzistorah,** In: Radiotehnica, 1965, nr. 3.
20. *Krisilov, In. F.* **Ispîtanie shemî ARU tranzistornîh usilitelei in poliprovodnicovîe pribori i ih primenenie.** In: Sovetscoe radio, 1963, nr. 9.
21. *Habarov, In., Hohlov B.* **Novaia sistema ARU.** In: Radio, 1963, nr. 4.
22. *Iujacov, V. V.* **Avtomaticescaia regulirovca usilenia v rezonansnîh usiliteliah na tranzistorah.** In: Radiotehnica, 1964, nr. 3.
23. **Aufwartzgeregelte Mischstufe mit — Transistoren.** In: Funk-technik, 1965, Nr. T-16.
24. *Betrova, H.* **An AGC Circuit Using a Thermistor and Transistor.** În: „Electronic Engineering, 1963, nr. 422.
25. *Brown I.*, **Improving Gain Control of transistor Amplifiers.** În: Electronics, 1961, nr. 14.
26. *Hudak, N.* **Transistorized Audio AGC Amplifier.** În: IEE Trans Broadcasting, 1963, nr. 1.
27. *Ordog, I.* **Transistoros erositok szabalyazasrol.** In: Radiotehnika, 1962, nr. 8.
28. *Perkins, I.* **Transistor Cascade Circuit Improves Automatic Gain Control in Amplifiers.** În: Elektronics, 1961, nr. 22.
29. *Silhavy, M.* **Mezifrekvensi zesilovac se sanstredenon selectiviton.** În: Amaterske Radio, 1965, Nr. 7.
30. *Susi, F.* **Solving the AGC Dilemme Servo Sistem** ses Attenuator. În: Electronics, 1963, nr. 29.
31. *Bobrov, N. V.* ş.a. **Radiopriemnîe ustroistva.** LVIKA, 1967.

Arhiva digitala SaDAng

32. *Homin, V. I.* **Priemnîe feritovîie antenî.** Moscova, Leningrad, Gosenergoizdat, 1960.
33. Sub red. *Volitov RA* — **Radiotehniceschie schemî na transistorah i tunelnîe diodah.** Moscova, Sviazi, 1966.
34. *Stepanenko, I. P.* **Osnovî teorii tranzistorov i tranzistornîh shem.** Leningrad, Energhia, 1967.
35. *Reinfelder, V. A.* **Razrabotca maloşumiahih vhodnîh ţepei na tranzistorah.** Moscova. Sviazi, 1967.
36. *Sutcoi, K. A.* **Tranzistornîie usiliteli vîsocoi ciastotî.** Leningrad, Energhia, 1967.
37. *Stover, A.* **Circuit design for audio, AM/FM and TV.** Mc-Graw-Hill, 1967.
38. *Ţichin, A. V.* **Proectirovanie tranzistornîh usiliteli nizhii ciastotî.** Moscova, Sviazi, 1968.
39. *Bernstein, L. J.* **Audio Systems.** John Wiley Sons, Inc., 1966.
40. *Nikolaenko, N.S.* **Proectirovanie tranzistornîh usilitelei.** Leningrad, Energhia, 1968.
41 *Bărbat, B., Presură, I., Tănăsescu, T.* **Amplificatoare de audiofrecvenţă.** Bucureşti, Editura tehnică, 1972.
42 * * * **Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii.** Proiectare. Scheme. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
43. *Vlădescu, A. Nicolescu, V.* **Radioreceptoare.** Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
44. *Săvescu, M., Popovici, Al., Popescu, M.* **Circuite electronice** vol. I, Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
45. *Bărbat, B.* ş.a. **Amplificatoare de joasă frecvenţă.** Bucureşti, Editura tehnică, 1972.
46. *Niculescu, D.* **Siguranţa în funcţionare a maşinilor, aparatelor, utilajelor şi instalaţiilor tehnologice.** În: Calitatea producţiei şi Metrologie, nr. 1, 2, 3, 1972.
47. *Cătuneanu, V.* **Calculul siguranţei în funcţionare a aparaturii electronice în curs de elaborare.** În: Telecomunicaţii, nr. 1, 1965.
48. *Silişteanu, M.* **Calculul siguranţei în funcţionare a unui receptor de televiziune.** În: Telecomunicaţii, nr. 7, 1965.
49. *Drujinin, V. G.* **Siguranţa în funcţionare a sistemelor,** trad. din l. rusă, Bucureşti, Editura tehnică, 1968.
50. *Juran M.* **Quality planning and analysis.** New-York, Mc-Graw-Hill, 1970.

APARIȚII ÎN TRIMESTRUL IV-1972

Automatică-informatică

S. Călin, C. Belea. **Sisteme automate complexe** (Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management)
St. Niculescu. **Inițiere în FORTRAN** (Seria Inițiere)
M. Drăghici. **Inițiere în COBOL** (Seria Inițiere)
P. Constantinescu, I. Zaharia. **Inițiere în organizarea și proiectarea sistemelor de conducere cu mijloace de automatizare** (Seria Inițiere)
V. Pescaru ș.a. **Inițiere în teleprelucrarea datelor** (Seria Inițiere)
V. Marinoiu, I. Poschină. **Robinete de reglare** (Colecția Automatică-Informatică)
I. Bejan. **Amplificatorul magnetic în sistemele automate**

II. Conducerea producției

H. B. Maynard (editor). **Conducerea activității economice** vol. IV (Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management)
T. Homoș. **Capacitatea de producție în construcții de mașini.** Metode de calcul (Seria Practică).
C. Hidoș și *P. Isac* (coordonatori) **Studiul muncii** vol. 6: Sisteme normative de timp pe mișcări (Seria Practică)

III. Electronică

M. Drăgănescu. **Electronica corpului solid** (Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management)
S. Condrea. **Rețele și sisteme de telecomunicații** (Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management)
L. M. Goldenberg. **Teoria și calculul circuitelor de impulsuri** (Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management).
R. Stere, I. Ristea, M. Bodea. **Tranzistoare cu efect de cîmp**
A. Vătășescu, H. Sinnreich, St. Gavăt, R. Stere, R. Piringer. **Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare** (în limba franceză, 33 lei).
D. Zamfirescu, **Emițătoare de mică putere pentru radioamatori** (Colecția Radio și televiziune).
L. Doboș. **Circuite basculante în practica radioamatorilor** (Colecția Radio și televiziune).
E. Statnic. **Recepția emisiunilor de televiziune în UIF** vol. I și II (Colecția Radio și televiziune)
D. Suciu. **Receptorul stereofonic** (Seria Radioreceptoare)
S. Radu. D. Filoti. **Centrale telefonice automate. Sisteme moderne de comutație** (Seria Practică)

Arhiva digitala SaDAng

APARIȚII PREVĂZUTE PENTRU 1973, ÎN DOMENIILE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, CONDUCEREA PRODUCȚIEI

I. Seria Biblioteca de automatică-informatică, electronică, management

Belea C., Călin S. **Sisteme automate complexe**
Zadeh, L.A., Polak ș.a. **Teoria sistemelor**
Knuth, D.E. **Tratat de programarea calculatoarelor**
Gray, P.E., Searle, C. L. **Bazele electronicii moderne**
Balabanian, N. ș.a. **Teoria modernă a circuitelor**
Juran, L.M., Gryna, F. H. **Calitatea produselor**
Maynard, H. B. **Conducerea activității economice,** vol. V

II. Seria Practică

Penescu, C. ș.a. **Calculul și proiectarea sistemelor automate. Culegere de probleme**
Buhtiarov, A.M. ș.a. **Culegere de probleme de programare**
Hăngănuț, M. Dancea, I, Negru, O. **Culegere de programe FORTRAN, comentate, din automatică**
Ballac, V. ș.a. **FELIX C-256. Structura calculatorului și introducere în programare**
Foiaș, P., TTheil, G. **Automatica și informatica proceselor editorial-poligrafice**
Vezeanu, P. **Măsurarea nivelului în tehnică**
Șapiro, D.M. ș.a. **Proiectarea radioreceptoarelor. Îndreptar**
Gonciarov, A.V. ș.a. **Tehnica înregistrării magnetice a imaginilor**
Magnus, Radke, **222 măsuri pentru reducerea costurilor**
Stăncioiu, I. **Eficiența economică a asimilării de utilaje noi**
Niculescu, Cl. Kaszoni, Fr. **Eficiența sistemelor de prelucrare a informației în conducerea producției**
Kaoru, Ishikawa.. **Controlul de calitate pentru maiștri și șefi de secții**
Lisicikin. **Prognoza tehnico-științifică de ramură**
Jones, J. Ch. **Metodele creației industriale**
Săvescu, M., Popovici, A., Popescu, M. **Circuite electronice,** vol. III
Soroceanu, N., Chiric, T., Dinu, I. **Scheme de radioreceptoare**
Gheorghișan T. ș.a. **Automatizări la domiciliu**

III. Colecția automatică-informatică

Epure, M. ș.a. **Întreținerea și depanarea calculatoarelor** (FELIX C-256, IBM 360/40)
Nadolo A. **Măsurarea volumului și cantității lichidelor în industrie**

IV. Seria Inițiere

Stanciu, N. **Inițiere în bazele teoretice ale televiziunii**
Vasiliu, E. **Inițiere în electronica cuantică**
Crețu, I. **Inițiere în estetica produselor**

V. Seria AMC

* * * **Automatică, management, calculatoare** vol. 17
* * * **Automatică, management, calculatoare** vol. 18
* * * **Automatică, management, calculatoare** vol. 19
* * * **Automatică, management, calculatoare** vol. 20

VI. Seria electronică aplicată

Nicolau, Th., Apostol, I. **Umidimetre electronice**

VII. Colecția radio și televiziune

Vistrika, Z. **222 scheme simple de radiotehnică, electronică industrială, măsurare și reglare automată**

Krstic V. **ABC de construcții radio pentru radioamatori**

Macoveanu L. ș.a. **Telecomanda modelelor**

EDITURA TEHNICĂ vă pune la dispoziție lucrarea, în limba franceză, CIRCUITS A SEMICONDUCTEURS DANS L'INDUSTRIE, AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS (Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare) de ing. A. Vătășescu, ing. R. Sinnreich, ing Șt. Gavăt, dr. ing. R. Stere, dr. ing. R. Piringer, publicată în 1972, în coeditare cu editura Masson et Cie Paris, Franța.

Tratează amplificatoarele și oscilatoarele cu dispozitive semiconductoare, utilizate în prezent pe scară largă în electronica industrială și în automatică. Pentru fiecare categorie de amplificatoare și oscilatoare studiată, se prezintă structura, principiile de bază și relațiile fundamentale, se dau indicații de proiectare, ilustrate prin exemple de calcul și scheme moderne, inclusiv cu circuite integrate. Prin modul gradat de prezentare a materialului, prin echilibrul aspectelor teoretice și practice, lucrarea se adresează unui cerc larg de electroniști, de la cercetători științifici la studenți sau tehnicieni cu un nivel de pregătire mai înalt.

Autorii sînt conducători de uzine (ing. A. Vătășescu — inginer șef la Întreprinderea de piese radio și semiconductoare Băneasa), cercetători și proiectanți de înaltă calificare în electronică (ing. H. Sinnreich la Institul de Cercetări de telecomunicații, ing. Șt. Gavăt la Institutul de proiectări automatizări) cadre didactice în învățămîntul superior (dr. ing. R. Stere și dr. ing. R. Piringer la Institutul Politehnic București, Fac. de Electronică).

Lucrarea a apărut și în limba română în anul 1971, în două tiraje și s-a difuzat imediat după apariție, bucurîndu-se de aprecieri deosebit de favorabile în țară și în străinătate. Ediția franceză este îmbunătățită față de ediția în limba română.

Cartea are 404 pagini, 318 figuri, 23 tabele, 1 planșa, index alfabetic de subiecte, bibliografie, la fiecare din cele 10 capitole.

Editura tehnică dispune, în mod excepțional, în afara tirajului difuzat de editura Masson, de un număr de exemplare din această importantă lucrare, pe care vi le oferă la prețul de *33* lei/exemplar.

Comenzile se primesc la Editura tehnică, str. Știrbei Vodă nr. 37, sector 7, București. Plata se poate face în numerar, prin rambursare sau prin virament.

Arhiva digitala SaDAng